TEODOR MAGHIAR

MIRCEA CĂLUGĂREANU

CONSTANTIN STĂNESCU

KAROLY BONDOR

ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ

EDITURA UNIVERSITĂȚII DIN ORADEA
2001
ISBN 973-8219-76-0

CUPRINS

PREFAȚĂ 8
INTRODUCERE 10
1. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE 13
1.1. Conducția electrică la semiconductoare 13
1.2. Procese în joncțiunea p-n 16
1.3. Diode semiconductoare 19
1.4. Tranzistoare bipolare 21
1.5. Caracteristicile şi parametrii tranzistoarelor bipolare 25
1.6. Tranzistoare cu efect de câmp 28
1.6.1. Tranzistoare cu efect de câmp cu joncțiune p-n (TEC-J) 28
1.6.2. Tranzistoare cu efect de câmp cu poartă izolată (TEC-MOS) 30
1.7. Tiristoare 32
1.8. Caracteristicile funcționale ale tiristoarelor 35
1.9. Circuite integrate 37
1.10. Dispozitive semiconductoare optoelectronice 41
2. REDRESOARE DE MICĂ PUTERE PENTRU CURENT MONOFAZAT 44
2.1. Schema bloc a redresorului 44
2.2. Redresoare monofazate cu sarcină activă 45
2.3. Redresoare monofazate cu sarcină inductivă 48
2.4. Filtre pentru redresoare de mică putere 51
2.5. Funcționarea şi calculul redresorului cu filtru capacitiv 53
2.6. Caracteristicile externe ale redresoarelor de mică putere 57
2.7. Stabilizatoare de tensiune 58
2.8. Surse de alimentare cu transformarea multiplă a energiei 62
3. CONVERTOARE DE MEDIE ŞI MARE PUTERE 64
3.1. Utilizarea convertoarelor în energetică şi electrotehnică 64
3.2. Redresorul monofazat comandat 65
3.2.1. Funcționarea redresorului comandat monofazat în sarcină activă ($L_S = 0$) 65
3.2.2. Regimul de curent intermitent la funcționarea în sarcină activ-inductivă 67
3.2.3. Regimul de curent fără întrerupere la funcționarea în sarcină activ-inductivă 68
3.2.4. Comutarea curentului la redresoarele comandate monofazate 69
3.3. Invertorul dependent monofazat 71
3.4. Redresorul trifazat cu nul 76
3.5. Redresorul trifazat în punte 79
3.5.1. Funcționarea redresorului necomandat 79

3.5.2. Funcţionarea redresorului comandat 82
3.5.3. Procese de comutaţie şi caracteristici ale redresorului trifazat în punte 83
3.6. Scheme de redresare multifazate 85
3.7. Redresoare reversibile şi convertoare directe de frecvenţă 91
3.8. Convertoare reglabile de tensiune alternativă 95
3.9. Influenţa convertoarelor asupra reţelei de alimentare 99
3.9.1. Factorul de putere al convertoarelor 99
3.9.2. Convertoare cu tiristoare cu coeficient sporit de putere 107
3.9.3. Surse de putere reactivă 113
3.10. Sisteme de comandă pentru convertoare cu tiristoare 117
3.10.1. Funcţiile şi structura sistemelor de comandă 117
3.10.2. Dispozitive de defazare (DDF) 120
3.10.3. Sisteme de comandă multicanal 128
3.10.4. Sisteme de comandă monocanal 131
3.11. Convertoare autonome 135
3.11.1. Metode de reglare a tensiunii continue 135
3.11.2. Blocuri de comutaţie a tiristoarelor monooperaţionale 138
3.11.3. Invertoare de tensiune 142
3.11.4. Invertoare de curent 146
3.11.5. Invertoare de rezonanţă 151
4. AMPLIFICARE CU TRANZISTOARE 154
4.1. Caracteristica de transfer a etajului de amplificare 154
4.2. Regimul de repaus la amplificatorul cu tranzistor în montaj cu emitor comun 156
4.3. Reacţia negativă şi stabilizarea regimului de repaus 160
4.4. Schema echivalentă şi parametrii principali ai etajului amplificator cu tranzistor în montaj emitor comun 162
4.5. Tipuri de conexiuni şi deriva nulului în amplificatoarele de curent continuu 166
4.6. Amplificatorul diferenţial 168
4.7. Etajul amplificator cu tranzistor în montaj colector comun 173
4.8. Etajul amplificator cu tranzistor cu efect de câmp în montaj sursă comună 175
4.9. Amplificatorul operaţional 178
4.10. Amplificatorul operaţional neinversor cu reacţie 180
4.11. Amplificatorul operaţional inversor cu reacţie 183
4.12. Scheme operaţionale 184
4.13. Compensarea curenţilor de intrare şi a tensiunii de deplasare a nulului 188
4.14. Caracteristicile de frecvenţă ale amplificatoarelor şi autoexcitaţia 190

4.15. Amplificatoare selective şi generatoare de oscilaţii sinusoidale 193
4.16. Amplificatoare cuplate capacitiv 194
4.17. Etaje amplificatoare de putere 198
5. CIRCUITE DE IMPULSURI 204
5.1. Avantajele transmiterii informaţiei sub forma impulsurilor 204
5.2. Regimul de comutaţie al tranzistorului 206
5.3. Regimul neliniar de funcţionare a amplificatorului operaţional. Comparatoare 209
5.4. Circuite RC formatoare de impulsuri 212
5.4.1. Circuite de diferenţiere (derivare) 212
5.4.2. Circuite de integrare 213
5.5. Circuitul basculant astabil (multivibrator) cu amplificator operaţional 214
5.6. Circuitul basculant monostabil cu amplificator operaţional 217
5.7. Generatoare de tensiune liniar variabilă (GTLV) 219
5.8. Generatoare blocking 223
6. ELECTRONICA DIGITALĂ 226
6.1. Sisteme de numeraţie în electronica digitală. Elemente de logică booleană (binară) şi circuite logice 226
6.1.1. Sisteme de numeraţie 226
6.1.2. Operaţii şi circuite logice elementare 229
6.1.3. Alte circuite logice mai des folosite 231
6.1.4. Circuite logice cu mai mult de două intrări 234
6.1.5. Utilizarea porţii inversoare pentru transformarea circuitelor logice 235
6.2. Utilizarea circuitelor logice binare pentru obţinerea funcţiilor logice 236
6.3. Coduri. Codificare şi decodificare 244
6.3.1. Coduri 244
6.3.2. Codificatoare 247
6.3.3. Dispozitive de afişare cu şapte segmente 247
6.3.4. Decodificatoare 248
6.3.5. Afişoare cu cristale lichide 251
6.4. Circuite basculante utilizate ca circuite logice 252
6.4.1. Circuite basculante bistabile (triggeri) 252
6.4.2. Utilizarea circuitelor basculante logice ca circuite de memorie 260
6.4.3. Comanda circuitelor basculante bistabile 261
6.5. Numărătoare 263
6.5.1. Numărătoare asincrone 263
6.5.2. Numărătoare sincrone 265

6.5.3. Numărătoare inverse 266
6.5.4. Numărătoare cu autooprire....267
6.6. Registre de deplasare....268
6.7. Dispozitive aritmetice 270
6.7.1. Adunarea binară 270
6.7.2. Semisumatoare 271
6.7.3. Sumatoare....272
6.7.4. Scăderea binară; semiscăzătoare; scăzătoare 273
6.7.5. Utilizarea sumatoarelor pentru scădere....274
6.7.6. Sumatoare cu acțiune succesivă....275
6.7.7. Înmulțirea binară 276
6.7.8. Înmulțitoare binare 277
6.7.9. Scrierea, adunarea şi scăderea numerelor prezentate în cod complementar....279
6.8. Dispozitive de memorare 280
6.8.1. Memorii RAM....280
6.8.2. Memorii ROM; memorii programabile....281
6.9. Memorii externe 282
6.10. Calculatoare....284
6.10.1. Calculatoare personale 284
6.10.2. Microprocesoare....286
6.10.3. Scurtă istorie a calculatoarelor electronice....293
6.11. Conjugarea instalațiilor numerice şi analogice 295
7. MĂSURAREA ELECTRICĂ A MĂRIMILOR NEELECTRICE....302
7.1. Convertoare. Amplificatoare....305
7.2. Instalații de adaptare....307
7.3. Aparate de ieşire....318
7.4. Măsurarea amplitudinii 321
7.5. Elementele circuitelor de măsură şi perturbațiile....323
7.5.1. Adaptarea elementelor circuitelor de măsură....323
7.5.2. Perturbațiile în circuitele de măsură....325
7.6. Scheme rezistive de măsură 331
7.6.1. Scheme de măsură cu divizoare de tensiune 331
7.6.2. Scheme în punte 335
7.6.3. Schema de măsură cu elemente sensibile....341
7.6.4. Punți cu măsurarea deviației 343
7.6.5. Măsurarea rezistențelor traductoarelor cu amplificatoare operaționale 345
7.6.6. Măsurarea rezistenței traductoarelor prin metoda analogică în punte cu conversie în frecvență....346
7.6.7. Măsurarea numerică a rezistenței cu convertor în trepte....346
7.7. Elemente sensibile reactive 347

7.7.1. Elemente inductive 347
7.7.2. Elemente sensibile cu transformator 348
7.7.3. Punți de curent alternativ pentru măsurarea inductanței 349
7.7.4. Traductoare capacitive 350
7.7.5. Scheme de măsură cu traductoare capacitive 353
7.8. Traductoare active electrodinamice 355
7.9. Elemente sensibile piezoelectrice 357
8. TRANSMITEREA DATELOR 359
8.1. Instalații pentru obținerea și memorarea rezultatelor măsurătorilor 359
8.2. Măsurători la distanță și telemetrie 362
8.2.1. Instalații pentru măsurători la distanță 362
8.2.2. Transmiterea semnalelor în curent constant 363
8.2.3. Procedee analogice de măsurare la distanță cu transformarea informației de tipul frecvență – structură 364
8.2.4. Multiplexoare de frecvență 366
8.2.5. Multiplexoare în timp 367
9. PRELUCRAREA ELECTRONICĂ A REZULTATELOR MĂSURĂTORILOR 373
9.1. Aparate de calcul 373
9.1.1. Aparate de legătură 373
9.1.2. Aparate funcționale 376
9.2. Analiza spectrală a semnalelor de măsură 379
9.3. Analiza de corelație a semnalelor de măsură 381
BIBLIOGRAFIE 384

PREFAȚĂ

Această lucrare a fost concepută drept suport al unui curs de Electronică Industrială, destinat studenților secțiilor de inginerie electrică. Cum un astfel de curs este unul dintre cursurile aplicative ale domeniului electronicii, s-a urmărit în primul rând o prezentare clară a aspectelor legate de problemele practice şi aplicațiile din domeniu, astfel ca acestea să poată fi înțelese şi însuşite în modul cel mai simplu posibil. Din această cauză, este posibil ca, uneori, rigurozitatea expunerii să lase de dorit, dar acest lucru a fost făcut în scopul simplificării ei.

De altfel, acest curs îşi propune să se constituie drept o expunere a bazelor electronicii industriale; pentru cei care doresc să aprofundeze domeniul, există numeroase lucrări care prezintă fenomenele în tratarea lor cea mai riguroasă, unele dintre ele fiind indicate în bibliografia de la sfârşitul lucrării.

Domeniul electronicii industriale este un domeniu foarte vast şi el se lărgeşte pe zi ce trece. Din această cauză, este practic imposibilă abordarea exhaustivă a problematicii acestei discipline, motiv pentru care, orice lucrare care abordează acest subiect, îşi propune tratarea numai a anumitor aspecte, în funcție de obiectivele urmărite. În acest sens, lucrarea de față este structurată pornind de la o prezentare succintă a aspectelor generale legate de dispozitivele electronice semiconductoare şi continuând cu principalele domenii de aplicații industriale ale electronicii: electronica energetică, electronica digitală, măsurarea electrică a mărimilor neelectrice.

Prin conținutul ei, cartea poate fi utilă şi altor categorii de cititori (studenți ai altor secții inginereşti, ingineri, profesori, etc.).

Într-un domeniu care se dezvoltă foarte rapid, cum este cel al electronicii, este practic imposibil să cuprinzi într-o lucrare generală aspectele cele mai moderne ale problematicii studiate. Este necesar însă ca ea să ofere o informație clară şi bine structurată privind aspectele deja complet lămurite, care să permită, prin extrapolare, abordarea celor mai noi probleme ale domeniului. Sperăm că această lucrare satisface, măcar într-o anumită măsură, această condiție.

Celor care vor avea prilejul să consulte această lucrare le adresăm rugămintea de a ne semnala, pe adresa editurii, diferitele aspecte constatate, observații, propuneri, etc. Pentru aceasta, le mulțumim cu anticipație.

Unul din scopurile principale ale studiului teoretic în orice domeniu de cunoaştere constă în găsirea acelui punct de vedere, din care obiectul de studiu se reliefează în simplitatea sa extremă.

„Trebuie să mulțumim Creatorului pentru că a făcut Universul astfel încât tot ce este simplu să fie adevărat şi tot ce este complicat să fie fals. Căutați simplitatea şi îndoiți-vă mereu de ea.”

Autorii

INTRODUCERE

Unul din domeniile importante ale ştiinţei şi tehnicii este electronica, ce se ocupă cu studiul bazelor fizice, cu cercetarea, elaborarea şi utilizarea aparatelor a căror funcţionare se bazează pe dispozitive electronice. O caracteristică generală a acestor dispozitive constă în faptul că ele sunt elemente neliniare, această neliniaritate determinându-le utilizările.

Electronica industrială reprezintă acea parte a electronicii care se ocupă cu utilizarea în industrie a dispozitivelor electronice de diferite tipuri şi cu principiile generale de realizare a schemelor electronice funcţionale. Ea se împarte în două domenii generale şi anume:

1. Electronica informaţională, care se ocupă cu studiul sistemelor de reprezentare, prelucrare, transmitere şi recepţie a informaţiei.

   Caracteristica electronicii informaţionale constă în complexitatea şi diversitatea problemelor de rezolvat, în viteza mare de lucru şi în necesitatea unei înalte siguranţe în funcţionare. Ea este nemijlocit legată de utilizarea microschemelor integrate, a căror dezvoltare şi perfecţionare determină în mod esenţial nivelul de dezvoltare al domeniului în ansamblul său.
2. Electronica energetică se referă în principal la tehnica redresoarelor şi convertoarelor şi se ocupă cu transformarea energiei electrice dintr-o formă într-alta, având în vedere că aproape jumătate din energia electrică este consumată sub formă de curent continuu sau de frecvenţă nestandardizată.

   Inginerilor energeticieni şi electrotehnişti le este utilă pregătirea în domeniul electronicii industriale în scopul formulării corecte a condiţiilor tehnice pentru elaborarea soluţiilor electronice, al exploatării corecte a acestora, al proiectării instalaţiilor de transport energetic de mare putere, al utilizării documentaţiilor specifice în domeniul electronicii.

Electronica se dezvoltă continuu; rezolvarea problemelor locale se poate face cu ajutorul diferitelor variante schematice, care în final sunt determinate de analiza economică. Inginerul influenţează deci prin activitatea sa, asupra politicii tehnice din domeniul său de specializare.

Electronica fizică se ocupă cu studiul fenomenelor şi proceselor electronice, legate de modificarea concentraţiei şi deplasarea particulelor încărcate electric în medii şi în condiţii diferite. Electronica tehnică se referă la elaborarea şi exploatarea aparatelor electronice şi instalaţiilor cu diferite destinaţii.

Eficacitatea aparaturii electronice este determinată de rapiditatea, precizia şi sensibilitatea elementelor sale componente. Cu ajutorul dispozitivelor electronice se poate transforma, relativ uşor şi cu eficienţă mare în majoritatea cazurilor, energia electrică în ceea ce priveşte forma acesteia, mărimea şi frecvenţa curentului sau tensiunii. Cu ajutorul dispozitivelor electronice se poate transforma energia neelectrică în electrică şi invers. Diversele traductoare şi aparate de măsură permit măsurarea, înregistrarea şi reglarea cu mare precizie a mărimilor neelectrice – temperatură, presiune, deformaţii elastice, transparenţă, etc.

Procesele de transformare a energiei în aparatele electronice au loc cu mare viteză. Acest lucru este asigurat de inerţia mică, ce permite utilizarea acestora într-un domeniu larg de frecvenţă, de la zero până la sute de GHz. În aceste condiţii, se asigură şi o sensibilitate mare, care nu poate fi obţinută în aparate de alt tip. Astfel, cu aparate electronice de măsură se pot măsura curenţi de ordinul 10^{-17} A şi tensiuni de ordinul 10^{-14} V.

Aparatele electronice pot detecta erori în execuţia instrumentelor mecanice de măsură de ordine foarte mici. Microscoapele electronice, care pot mări de milioane de ori, permit pătrunderea în structurile atomice, iar instalaţii speciale de radioastronomie sunt utilizate pentru cunoaşterea universului. Un rol important îl ocupă electronica şi în biologie, pentru studierea proceselor în sistemul activităţii superioare nervoase, a problemelor codului genetic, etc.

Una din caracteristicile progresului tehnic şi ştiinţific este automatizarea şi robotizarea activităţilor productive, pe baza tehnicii electronice.

O dezvoltare puternică în ultimul timp a căpătat microelectronica, domeniul electronicii care se ocupă de micro-miniaturizarea aparaturii electronice, în scopul reducerii volumului, greutăţii, preţului de cost, al creşterii fiabilităţii, pe baza unui complex de metode. Dezvoltarea electronicii tehnice a cunoscut trei etape importante: electronica cu tuburi electronice, electronica semiconductorilor şi microelectronica. În anii `70 au apărut primele microscheme integrate mari, care conţin câteva mii de componente într-un singur cristal semiconductor, cu posibilităţii funcţionale multiple. Eficienţa utilizării acestor circuite este legată de apariţia microprocesoarelor, care reprezintă dispozitive comandate prin programare, pentru prelucrarea informaţiei numerice şi care sunt realizate pe una sau mai multe microscheme integrate mari.

Progresul în domeniul tehnologiei de realizare a circuitelor integrate continuă în nanoelectronică, la care dimensiunile unui element separat din schema integrată sunt de ordinul nm. Astfel, o plăcuţă de siliciu cu suprafaţa de câţiva milimetri pătraţi, permite realizarea a zeci de milioane de elemente,

cu dimensiuni de circa 0,2 μm. Calculatoarele electronice sunt principalul beneficiar al circuitelor integrate pe scară largă.

Domeniile de dezvoltare a electronicii în perspectiva imediată se referă la:

- scheme integrate pe scară foarte largă (VLSI – very large scale integrated)
- dispozitive optoelectronice
- dispozitive bazate pe laseri
- dispozitive holografice
- dispozitive criogenice
- dispozitive pe pelicule magnetice
- dispozitive acustoelectronice
- dispozitive bioelectronice

Este util ca, la baza studierii mijloacelor tehnice electronice, să se aşeze principiul analizei soluțiilor tipice, care selectează particularitățile caracteristice ale unei anumite clase tipice de scheme, acordând atenție sensului fizic şi aspectelor teoretice funcționale ale acestora. O asemenea metodă de studiu are în vedere asimilarea creatoare a materialului. Materialul trebuie de asemenea studiat sistematic în sfera schemelor logice, astfel încât informația nouă să se bazeze pe cea anterioară.

Esențialul se referă la înțelegerea sensului fizic al proceselor care au loc în aparatura electronică. Scopul principal al studiului, al şcolii, constă în a învăța pe student să lucreze independent şi creator, să recepționeze activ informația primită, să participe la rezolvarea şi anticiparea problemelor tematicii.

1. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

1.1. Conducția electrică la semiconductoare

Semiconductoarele sunt materiale a căror rezistivitate electrică se găsește în limitele 10^3 – 10^4 Ω·cm şi care, din punct de vedere al conductivității electrice, ocupă o poziție intermediară, între metale şi dielectrici.

La formarea unui cristal, nivelurile energetice discrete ale atomilor izolați se lărgesc, prin formarea unor benzi constituite din subniveluri energetice infinit apropiate. În figura 1.1 este prezentată diagrama energetică a unui semiconductor: banda de valență – V, are toate nivelurile ocupate cu electroni la temperatura de zero absolut. Banda de conducție – C reprezintă banda electronilor liberi, pe nivelurile energetice ale căreia pot să se transfere electronii prin excitare. Banda interzisă – I, de lărgime ΔW, este aceea cu valori ale energiei pe care electronii nu le pot avea. Semnificația zonei interzise se referă la faptul că transferul electronului în banda de conducție se poate face numai dacă acestuia i se transmite o energie mai mare decât ΔW.

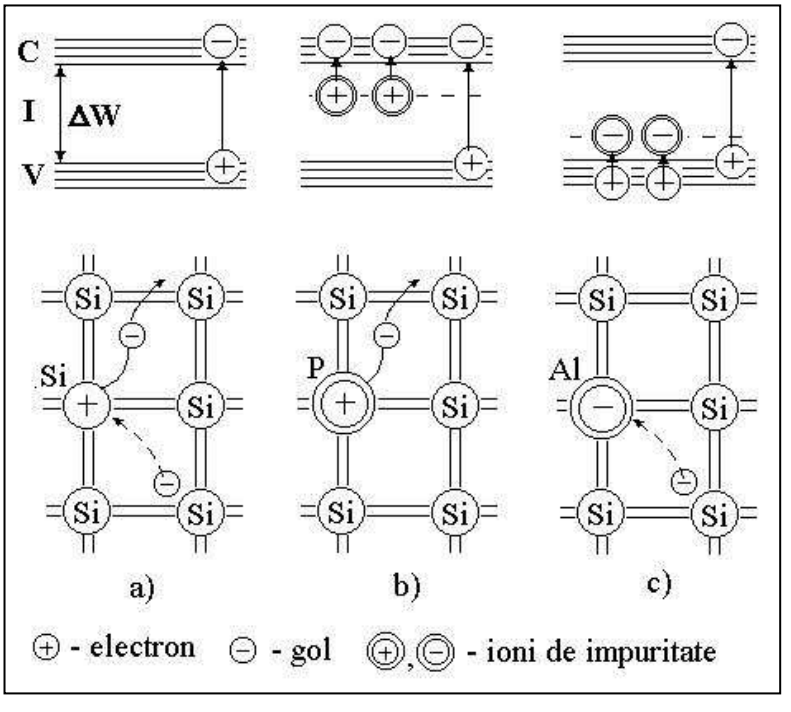


Fig. 1. 1 – Diagrama energetică şi procesele de formare a purtătorilor de sarcină liberi în semiconductorul pur (a), de tip n (b) şi de tip p (c)

Metalele se caracterizează prin faptul că banda interzisă lipseşte, benzile de valență şi de conducție fiind învecinate. Ca urmare, electronii de valență pot trece în stări energetice superioare, adică în stare de conducție, fără a avea nevoie practic de energie. Astfel, numărul de electroni liberi este mare la metale; această situație explică nivelul înalt de conductivitate electrică şi termică. La materialele izolatoare, lățimea benzii interzise este mare ($\Delta W > 3$ eV), ceea ce face ca electronii de conducție să fie practic absenți.

La semiconductoarele utilizate frecvent în prezent, lățimea benzii interzise este de 0,72 eV la germaniu şi de 1,12 eV la siliciu. Acestea se găsesc în grupa a IV-a a sistemului periodic al elementelor şi au câte 4 electroni de valență. În figura 1.1, legătura covalentă dintre atomii rețelei cristaline a acestor semiconductoare este marcată cu 2 linii.

Pentru că banda interzisă la aceste semiconductoare este relativ îngustă, unii dintre electroni pot obține, chiar la temperatura mediului ambiant ($T \approx 300$ K), energie suficientă pentru a traversa banda interzisă şi a trece în banda de conducție. În acest caz, în banda de valență apare un nivel energetic neocupat – golul. Astfel, în rețeaua cristalină se produce ruperea legăturii covalente, iar electronii liberi care apar se pot deplasa liber în cristal. Golurile, care reprezintă sarcinile electrice pozitive din nodurile rețelei, sunt lipsite de legăturile electronice respective.

Procesul de refacere a legăturilor, datorită deplasării electronilor legați de la un atom al rețelei la altul, adică în banda de valență, se poate reprezenta (înlocui) prin deplasarea în sens invers a golurilor, a căror sarcină este pozitivă. În acest fel, în cristal este posibilă deplasarea liberă a electronilor şi a golurilor. Procesul de formare în cristalul pur a perechilor de electroni în banda de conducție şi de goluri în banda de valență se numeşte generare intrinsecă a purtătorilor de sarcină electrică liberi.

În acelaşi timp, are loc şi efectul de recombinare a electronilor cu golurile, adică întoarcerea electronului din banda de conducție în banda de valență şi, în acest fel, de dispariție a purtătorilor de sarcină electrică liberi. De obicei, recombinarea se produce datorită defectelor din rețeaua cristalină, numite centre de recombinare.

Durata medie de timp între momentele de generare şi de recombinare determină timpul de viață mediu al purtătorilor de sarcină.

Concentrația purtătorilor de sarcină în semiconductorul pur este egală pentru cele două tipuri de purtători: $n = p = n_i$. La temperatura mediului ambiant, această concentrație este mică; semiconductorul pur se apropie de dielectrici din punct de vedere al proprietăților electrice.

Introducerea unei cantități infime de impurități conduce la schimbarea radicală a caracteristicilor de conductibilitate electrică. Proporția de impurități este de ordinul a un atom de impuritate la un milion de atomi de

semiconductor. Impuritățile care dispun de un electron suplimentar de valență, se numesc donori și aparțin grupei a V-a din sistemul periodic al elementelor. Arseniul și fosforul au pe stratul de valență câte 5 electroni. În cazul semiconductorului cu impurități de acest tip, unul din electronii de valență ai atomilor de impuritate devine liber, pentru că nu participă la legătura covalentă cu atomii învecinați ai semiconductorului. Acestui electron îi corespunde, pe diagrama energetică, un nivel energetic local, numit nivel energetic donor, dispus în partea superioară a benzii interzise, în apropierea benzii de conducție, și care, la temperatura de zero absolut, este complet. Atomii de impuritate, prin încălzire ușoară se ionizează, pentru că electronul care se găsește pe nivelul donor trece în banda de conducție, mărind numărul existent de electroni liberi. În acest fel, în rețeaua cristalină a semiconductorului apar ioni de impurități cu sarcină pozitivă și electroni liberi. Schimbul de electroni dintre atomii de impuritate este imposibil, pentru că, la temperatura ambiantă, toți aceștia sunt ionizați. Ionizarea atomilor de impurități nu duce astfel la creșterea concentrației golurilor, care apar numai la ruperea legăturilor dintre atomii semiconductorului. Datorită acestui fapt, concentrația electronilor liberi în semiconductorul cu impurități donoare este mai mare decât concentrația golurilor iar conductivitatea electrică este determinată de electroni. În acest caz electronii sunt purtători majoritari, iar golurile sunt purtători minoritari. Semiconductorul se numește semiconductor de tip n, cu toate că, din punct de vedere electric, el rămâne în ansamblu neutru, pentru că sarcina suplimentară a electronilor liberi este compensată de sarcina ionilor de impurități. Astfel:

$$n_n = p_n + N_d$$

unde n_n este concentrația purtătorilor majoritari (electroni liberi), p_n este concentrația purtătorilor minoritari (goluri) și N_d este concentrația de impurități donoare. Pentru că p_n este mică, $n_n \approx N_d$.

În domeniul temperaturilor de lucru, concentrația n_n nu depinde de temperatură, pentru că toți atomii de impurități sunt ionizați.

În cazul când în semiconductor se introduc impurități de tip acceptor, din grupa a III-a a sistemului periodic al elementelor (aluminiu, bor sau indiu), în banda interzisă apare un nivel energetic suplimentar, neocupat la temperatura zero absolut, situat în apropierea zonei de valență, numit nivel energetic acceptor. Atomul de impuritate dispune numai de trei electroni de valență, deci el are tendința de a capta încă un electron, pentru a-și completa octetul și a realiza toate legăturile covalente cu atomii vecini. Astfel, prin preluarea unui electron, se formează un ion negativ de impuritate, iar în locul electronului captat, la atomul căruia i-a aparținut, apare o sarcină pozitivă – golul. Nivelul energetic acceptor este dispus în apropierea benzii de valență și preia ușor electronii din această bandă, procesul conducând la formarea golurilor. Purtătorii de sarcină electrică liberi majoritari sunt în acest caz

golurile, iar purtătorii minoritari sunt electronii. Sarcina suplimentară a golurilor este echilibrată de sarcina ionilor negativi, astfel încât se menține neutralitatea semiconductorului. Semiconductorul cu impurități de tipul acceptor se numeşte semiconductor de tip p, iar:

$$p_p = n_p + N_a \approx N_a$$

unde N_a este concentrația impurităților acceptoare.

Conductivitatea electrică a semiconductorului este egală cu:

$$\sigma = en\mu_n + ep\mu_p$$

unde: e este sarcina electrică elementară, n şi p sunt concentrațiile electronilor, respectiv golurilor şi μ_n şi μ_p sunt mobilitățile electronilor, respectiv golurilor.

Mobilitatea purtătorilor este o mărime numeric egală cu raportul dintre viteza medie de mişcare dirijată (viteza de drift) a purtătorilor de sarcină şi intensitatea câmpului electric.

La semiconductorul de tip n, $n_n >> p_n$ şi, din această cauză, $\sigma_n = en_n\mu_n$. La semiconductorul de tip p, $p_p >> n_p$ şi, deci $\sigma_p = en_p\mu_p$.

Prin creşterea temperaturii, se măreşte amplitudinea oscilațiilor termice ale rețelei cristaline, din care cauză se micşorează mobilitatea purtătorilor de sarcină. Deoarece concentrația purtătorilor majoritari la semiconductorii cu impurități este constantă la temperaturile obişnuite de lucru, conductivitatea lor electrică scade lent prin creşterea temperaturii, pentru că se micşorează mobilitatea.

1.2. Procese în joncțiunea p-n

În dispozitivele semiconductoare se utilizează cristale semiconductoare cu două sau mai multe straturi care se deosebesc prin natura tipului de conducție (n sau p). De obicei, la structura cu două straturi de tip n şi de tip p, concentrația impurităților este asimetrică în straturi, adică $N_a >> N_d$ sau $N_d >> N_a$. Ca urmare, unul din straturi are concentrația mai mare a purtătorilor majoritari şi, ca urmare şi conductivitatea electrică mai mare. În figura 1.2 este prezentată schematic structura cu două straturi, în care $N_a >> N_d$, $p_p >> n_n$.

Zona semiconductorului dispusă în apropierea suprafeței de separare dintre straturile p şi n, în care are loc o schimbare bruscă de conducție, se numeşte joncțiune p-n.

În absența unui câmp electric exterior, în joncțiunea p-n, datorită diferenței de concentrație a purtătorilor majoritari în straturile p şi n, se produce procesul de difuzie prin joncțiune a purtătorilor de sarcină din zona cu concentrație superioară în zona cu concentrație inferioară. Purtătorii majoritari din zona p, adică golurile, vor difuza în zona n, iar purtătorii

majoritari din zona n, adică electronii, vor difuza în zona p. Curentul de difuzie prin joncțiune va fi egal cu: $I_d = I_{dif\text{-}p} + I_{dif\text{-}n} \approx I_{dif\text{-}p}$, pentru că $p_p >> n_n$.

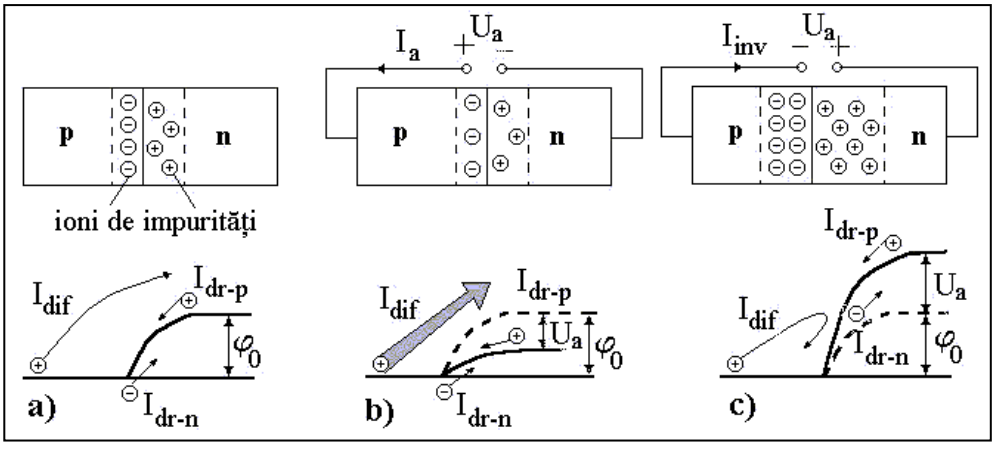


Fig. 1. 2 – Joncțiunea p-n în lipsa câmpului electric exterior (a), la aplicarea unei tensiuni directe (b) şi respectiv inverse (c)

Datorită forțelor de difuzie, purtătorii de sarcină majoritari trec dintr-o zonă în alta şi se recombină cu purtătorii majoritari din cealaltă zonă. Prin plecarea purtătorilor majoritari dintr-o zonă şi recombinarea acestora în cealaltă, în apropierea suprafeței de separare dintre zona n şi zona p apare o zonă sărăcită în purtători majoritari, care are deci o rezistență mare, constituind astfel un strat de baraj (de blocare). În acest strat de baraj se strică echilibrul dintre sarcinile pozitive şi negative, datorită faptului că, prin micşorarea concentrației purtătorilor liberi, sarcina de volum a ionilor de impurități stabili (negativi în zona p şi pozitivi în zona n) devine necompensată. Acest strat electric dublu produce un câmp electric E_0, care provoacă apariția pe curba de distribuție a potențialului din semiconductor a unei bariere de potențial, φ_0. Câmpul electric care apare în interiorul stratului de baraj provoacă deplasarea dirijată a purtătorilor prin joncțiune (curent de drift), în sens invers față de componenta de difuzie a curentului prin joncțiune. Curentul de drift prin joncțiune este egal cu $I_{dr} = I_{dr\text{-}p} + I_{dr\text{-}n}$.

Difuzia purtătorilor conduce la creşterea câmpului electric şi a barierei de potențial, ceea ce provoacă creşterea curentului de drift. Creşterea stratului electric dublu încetează atunci când curentul însumat prin joncțiune se anulează, adică atunci când $I_{dif} = - I_{dr}$.

Regimul stabilizat corespunde stării de echilibru a joncțiunii p-n în lipsa unui câmp electric extern. În acest caz, curentul prin joncțiune devine:

$$I_a = I_{dif} - I_{dr} = I_{dif\text{-}p} + I_{dif\text{-}n} - I_{dr\text{-}p} - I_{dr\text{-}n} = 0 \qquad (1.\ 1)$$

Lărgimea stratului de baraj în zonele p şi n depinde de concentrația ionilor de impurități din aceste straturi şi este cu atât mai mică cu cât

concentrația este mai mare. Dacă $N_a >> N_d$, joncțiunea se compune dintr-un strat electric stabil, a cărui lățime în zona n este mai mare (figura 1.2.a).

Dacă pe joncțiunea p-n se aplică o tensiune U_a directă (figura 1.2.b), adică plusul pe zona p şi minusul pe zona n, întreaga tensiune se aplică pe stratul de baraj, care are rezistență mare. Sensurile câmpurilor electrice, exterior E_a şi interior E_0 sunt opuse, câmpul electric rezultant în stratul de baraj se micşorează şi bariera de potențial devine egală cu $\varphi = \varphi_0 - U_a$.

Din această cauză, se măreşte componenta de difuzie a curentului I_{dif} prin joncțiune, pentru că o cantitate mai mare de purtători de sarcină care au energie suficientă pot depăşi bariera de potențial.

Componenta de drift a curentului nu se modifică însă, pentru că ea este determinată numai de cantitatea purtătorilor minoritari care ajung la stratul de baraj în procesul de difuzie, iar aceşti purtători vor fi în continuare atraşi de câmpul joncțiunii. În acest fel, curentul de drift I_{dr} nu depinde de valoarea tensiunii externe aplicate pe semiconductor. Curentul total prin joncțiune este curentul direct $I_a = I_{dif} - I_{dr} > 0$.

Bariera de potențial φ_0 se măsoară în zecimi de volt. Micşorarea acesteia face ca sarcina spațială să se reducă, ca şi lățimea stratului de baraj.

În cazul aplicării unei tensiuni inverse pe joncțiune (figura 1.2.c), se măreşte câmpul rezultant din stratul de baraj şi se măreşte valoarea barierei de potențial $\varphi = \varphi_0 + U_a$.

Curentul prin semiconductor este determinat de curentul de drift, pentru că difuzia purtătorilor prin stratul de baraj este blocată:

$$I_a = I_{dif} - I_{dr} = - I_{dr}.$$

În acest caz, câmpul în joncțiunea p-n atrage toți purtătorii minoritari de sarcină, indiferent de valoarea barierei de potențial, astfel încât prin joncțiune trece practic numai curentul purtătorilor minoritari, adică un curent de goluri din zona n în zona p şi de electroni din zona p în zona n.

Acest curent invers este însă mult mai mic decât curentul direct prin joncțiunea p-n, când tensiunea externă aplicată are acelaşi sens (plus la stratul p şi minus la stratul n), deoarece numărul purtătorilor minoritari în semiconductor este mic.

Raportul dintre valorile curentului direct şi invers în joncțiunea p-n arată că dispozitivul are conducție direcțională (unilaterală), adică poate funcționa ca redresor. Curentul invers a purtătorilor minoritari $I_{inv} = I_{dr}$ se numeşte curent de saturație, sau de origine termică, pentru că el depinde de temperatură datorită faptului că prin încălzirea semiconductorului se amplifică procesul de generare a purtătorilor minoritari. Astfel, curentul termic se dublează prin încălzire cu 8 °C a dispozitivelor cu germaniu şi cu 10 °C a dispozitivelor cu siliciu.

În cazul polarizării inverse a joncțiunii p-n, intensitatea câmpului electric rezultant din joncțiune crește, din care motiv crește și sarcina stratului electric dublu și lățimea stratului de baraj.

Variația curentului prin joncțiunea p-n în funcție de tensiunea aplicată, $I_a = f(U_a)$ se numește caracteristica joncțiunii p-n.

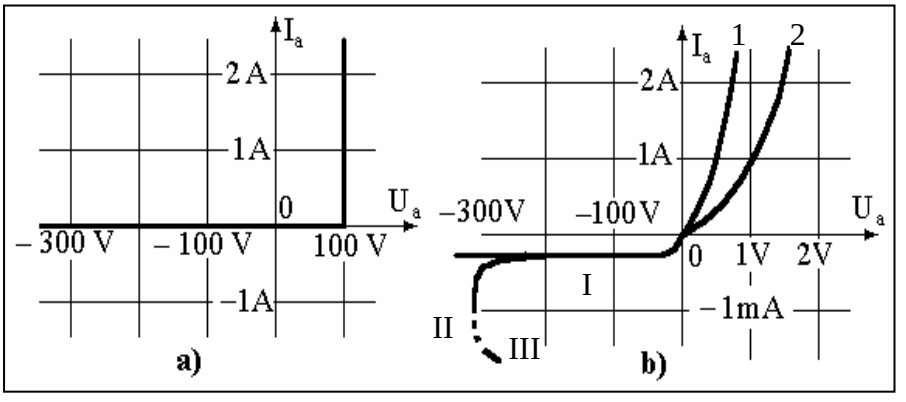


Fig. 1. 3 – Caracteristica joncțiunii p-n ideale (a) și reale (b)

La aplicarea unei tensiuni directe U_a de mică valoare, prin dispozitiv trece un curent mare. La tensiuni inverse mari, curentul de origine termică este mic. Proprietățile joncțiunii p-n sunt apropiate de cele ideale ale diodei, adică pe dispozitiv căderea de tensiune este practic nulă în cazul polarizării directe și curentul este nul în cazul aplicării tensiunii inverse. În caz real situația este prezentată în figura 1.3.b.

1.3. Diode semiconductoare

Dioda semiconductoare constă dintr-un cristal semiconductor cu două straturi cu tip de conducție diferit, montată într-o capsulă prevăzută cu două borne de ieșire pentru cuplarea în circuitul exterior. Caracteristica diodei reale se deosebește de caracteristica ideală a joncțiunii p-n. Astfel, căderea de tensiune directă pe diodă este mai mare decât tensiunea pe joncțiunea p-n cu o valoare egală cu căderea de tensiune pe straturile p și n ale semiconductorului, rolul principal fiind jucat de căderea de tensiune în stratul n pentru cazul analizat în paragraful anterior (figura 1.3.b, curba 2).

Ramura inversă a caracteristicii diodei este caracterizată de trei zone și anume: în zona I diferențierea față de caracteristica joncțiunii p-n este datorată existenței unui curent superficial la suprafața cristalului. În zona a II-a se remarcă existența străpungerii electrice a joncțiunii când, la schimbarea lentă a tensiunii, curentul electric crește vertiginos. În cazul diodelor redresoare, este caracteristic procesul de străpungere în avalanșă, care constă

în faptul că, sub influența câmpului electric puternic, purtătorii minoritari care ajung în joncțiune, pe durata de timp corespunzătoare timpului mediu dintre două ciocniri consecutive cu nodurile rețelei cristaline, capătă o energie suficientă pentru ionizarea prin ciocnire a atomilor. Se formează astfel o pereche de purtători de sarcină electrică liberi, care, la rândul lor, accelerați în câmpul dat, pot provoca alte ionizări. Procesul de străpungere în avalanşă este, în anumite condiții, reversibil.

O altă formă a procesului de străpungere reversibil în zona a II-a este efectul Zener (tunel). Acest proces apare în joncțiunile subțiri, la intensități mari de câmp electric, când energia necesară pentru ruperea legăturilor din rețeaua cristalină se micşorează, ceea ce face să sporească generarea purtătorilor minoritari de sarcină şi deci să crească rapid curentul invers.

În zona a III-a are loc străpungerea termică, atunci când, prin creşterea intensității câmpului electric invers, creşte curentul prin diodă precum şi puterea disipată în joncțiunea p-n. Creşterea temperaturii cristalului amplifică generarea purtătorilor minoritari, ceea ce face să crească curentul invers, datorită căruia creşte puterea, temperatura joncțiunii la rândul ei creşte şi ea, ceea ce în final face ca joncțiunea p-n să se distrugă.

Alegerea dispozitivelor se face pe baza cataloagelor de firmă în funcție de parametrii necesari diodei pentru cazurile concrete de utilizare. Parametrii de bază ai diodelor redresoare sunt:

- valoarea medie a curentului maxim admis, determinată de încălzirea admisă a dispozitivului la aplicarea tensiunii directe;
- valoarea tensiunii inverse sub forma impulsurilor repetabile, care este egală cu aproximativ 0,7 din valoarea tensiunii de străpungere şi care limitează valorile admise de tensiune inversă pe diodă;
- valoarea impulsului de tensiune directă, ce caracterizează diferențierea față de situația reală a curbei directe a caracteristicii şi se determină pentru cazul valorii maxime admise a curentului mediu direct;
- curentul maxim invers, ce caracterizează existența zonei a III-a pe curba inversă a caracteristicii:

De regulă, în cataloage se mai indică şi alți parametri, necesari pentru realizarea funcționării la suprasarcini de scurtă durată, specifici situațiilor de avarie.

Diodele redresoare sunt de două tipuri: cu germaniu şi cu siliciu; ultimele au căpătat o largă răspândire deoarece temperatura lor de lucru admisă este de 120°C (față de 55°C la germaniu), au curenți inverşi mai mici şi admit tensiuni inverse mai mari. De remarcat faptul diodele cu siliciu au o cădere de tensiune directă mai mare, de circa 1 V, față de 0,3 V la germaniu, pentru că parametrii diodelor cu siliciu sunt determinați de lărgimea mai mare a benzii interzise, în comparație cu diodele cu germaniu.

Din punct de vedere al puterii disipate, diodele redresoare se împart în diode de mică putere, la care curentul direct este până la 0,3 A, diode de putere medie, când curentul direct poate lua valori între 0,3 şi 10 A şi diode de mare putere, curentul direct putând lua valori de peste 1000 A. Valoarea maximă a tensiunii inverse poate atinge câteva mii de volți în cazul diodelor de siliciu.

Diodele cu avalanşă de mare putere au căpătat utilizări frecvente datorită faptului că, prin execuție tehnologică deosebită, se obține o joncțiune p-n omogenă, în care sunt eliminate scurgerile de curent de suprafață pe marginile structurii semiconductorului, în condițiile menținerii constante a densității de curent prin toată secțiunea joncțiunii. Se obține astfel reducerea încălzirii dispozitivului şi reducerea probabilității de străpungere.

O variantă specială a diodelor semiconductoare o reprezintă diodele de frecvență înaltă de impulsuri. Datorită construcției speciale, se asigură valori mici pentru capacitățile interne şi durate mici de timp pentru comutarea între starea de conducție şi de blocare.

Diodele Zener sunt diode cu siliciu, special destinate pentru stabilizarea tensiunii. Intervalul de lucru pe caracteristica acestor diode îl reprezintă zona a II-a (fig 1.3), care se caracterizează prin tensiunea de stabilizare şi este limitat de valorile minimă şi maximă ale curentului. La valori mici a tensiunilor de străpungere electrică, puterea care se disipă în dispozitiv în zona a II-a a caracteristicii nu este mare şi, din această cauză, este posibilă funcționarea îndelungată a dispozitivului. Modificarea tensiunii de stabilizare cu valoarea ΔU, la variația curentului, ΔI, prin dispozitiv este caracterizată prin rezistența dinamică a diodei:

$$r_{st} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

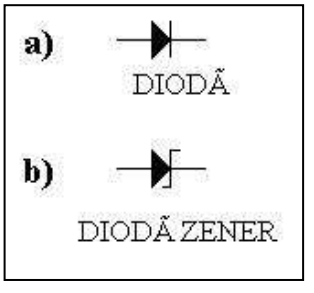


Fig. 1. 4 – Simbolul de reprezentare în scheme a diodei redresoare (a) şi a diodei Zener (b)

Ideal, $r_{st} = 0$. În afara limitelor intervalului al II-lea, dioda Zener poate fi considerată ca o diodă obişnuită.

Diodele Zener se fabrică la tensiuni de stabilizare în domeniul de la 4 la 200 V, pentru curenți maximi de 0,01 – 10 A.

În figura 1.4 se prezintă simbolul diodei redresoare şi al diodei Zener. Electrodul care se leagă la zona p se numeşte anod, iar electrodul legat la zona n – catod.

1.4. Tranzistoare bipolare

Aceste dispozitive sunt destinate pentru comanda prin curent şi amplificarea semnalelor. Tranzistorul bipolar constă dintr-un cristal de

semiconductor, compus din trei straturi cu conducție care alternează, cuplate la trei borne pentru legarea la schema electrică exterioară. În figura 1.5.a, b sunt prezentate simbolurile tranzistoarelor de tipul p-n-p și n-p-n. Straturile de laterale se numesc emitor și colector, între care se află stratul numit bază. În această triplă structură există două joncțiuni: joncțiunea emitor-bază (E-B) și joncțiunea colector-bază (C-B). Materialul pentru realizarea tranzistoarelor este germaniul sau siliciul. La construcția tranzistoarelor se respectă următoarele două condiții:

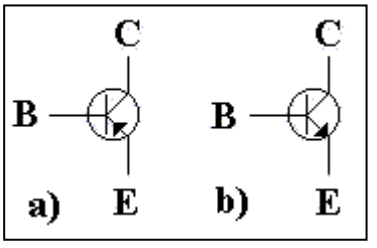


Fig. 1. 5 – Simbolul de reprezentare în scheme a tranzistorului bipolar p-n-p (a) și n-p-n (b)

- grosimea bazei, adică distanța dintre joncțiunile E-B și C-B trebuie să fie mică în comparație cu lungimea de difuzie a purtătorilor de sarcină;
- concentrația impurităților și deci a purtătorilor majoritari în emitor trebuie să fie mult mai mare decât cea din bază, adică $N_a >> N_d$ în tranzistorul de tip p-n-p.

Tranzistorul se cuplează în serie cu rezistența de sarcină R_C în circuitul sursei de alimentare a colectorului E_C. La intrarea tranzistorului se aplică tensiunea de comandă, E_B (figura 1.6.a).

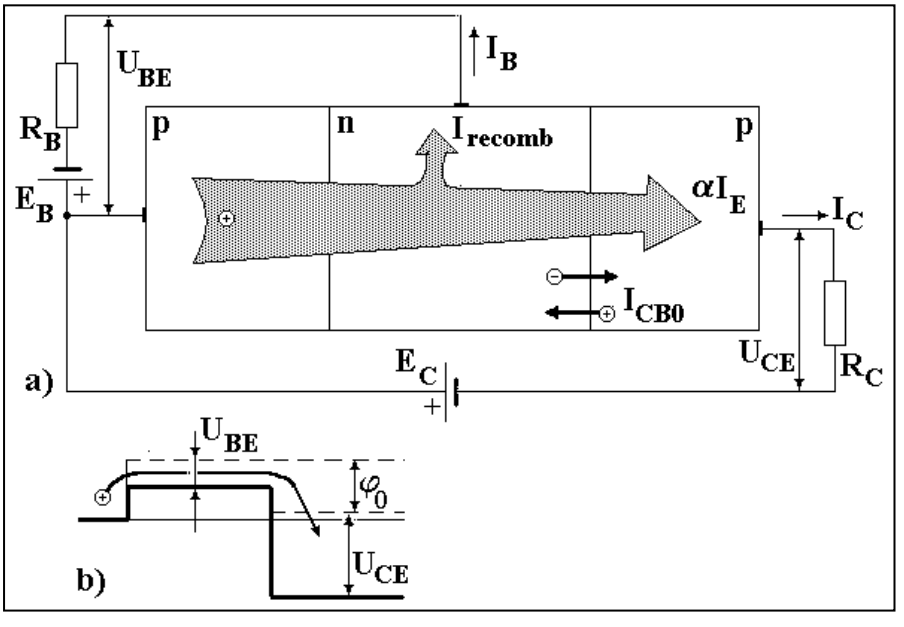


Fig. 1. 6 – Distribuția curenților (a) și a potențialelor (b) în tranzistorul bipolar de tip p-n-p

Schema cu emitor comun este acea schemă în care circuitele de intrare compus din E_B şi R_B şi de ieşire, compus din E_C si R_C au un punct comun – emitorul. În situația când E_B și E_C sunt egale cu zero, joncțiunile E-B şi C-B se găsesc în stare de echilibru iar curenții prin aceste joncțiuni sunt nuli. Ambele joncțiuni au câte un strat dublu, compus din ioni de impuritate şi barieră potențială φ_0, diferită ca valoare pentru fiecare din ele.

În figura 1.6.b, cu linie punctată se arată distribuția potențialelor în tranzistor în lipsa tensiunilor.

Polaritatea surselor externe E_B şi E_C face ca joncțiunea E-B să fie polarizată direct, adică minusul sursei E_B se aplică pe bază, iar plusul pe emitor, iar joncțiunea C-B să fie polarizată invers, adică minusul sursei E_C se aplică pe colector iar plusul pe emitor, astfel încât $|U_{CE}| > |U_{BE}|$.

Distribuția potențialelor în tranzistorul polarizat este prezentată prin linie continuă în fig 1.6.b. Bariera de potențial din joncțiunea E-B se micşorează iar bariera de potențial la joncțiunea de colector se măreşte.

Datorită aplicării pe joncțiunea E-B a unei tensiuni directe, se produce difuzia puternică şi injecția golurilor din emitor în bază. Componența electronică a curentului de difuzie prin joncțiunea E-B este stabilită anterior de $N_a >> N_d$. Astfel, curentul de emitor este egal cu $I_E \approx I_{E\,dif\,p}$.

Sub influența forțelor de difuzie, ca rezultat al scăderii concentrației de-a lungul bazei, golurile se deplasează de la emitor la colector. Cea mai mare parte a golurilor injectate de către emitor ajung la joncțiunea de colector, fără să pătrundă în centrele de recombinare, datorită faptului că baza tranzistorului este foarte subțire. Aceste goluri sunt captate de câmpul joncțiunii C-B, polarizată invers, astfel încât acest câmp este accelerator pentru purtătorii minoritari, adică golurile în baza de tip n. Curentul de goluri, care ajunge din emitor în colector, se închide prin circuitul extern la sursa E_C. În acest fel, prin creşterea curentului emitorului cu mărimea ΔI_E, curentul colectorului creşte cu valoarea $\Delta I_C = \alpha \cdot \Delta I_E$.

Datorită probabilității mici de recombinare în baza subțire a tranzistorului, factorul de transfer al curentului emitorului, numit factor de amplificare în curent în montaj bază comună este:

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = 0{,}9 - 0{,}99$$

O mică parte din golurile injectate din emitor, se recombină totuşi în bază şi, în scopul refacerii neutralității de sarcină a bazei, în aceasta sunt preluați electroni din circuitul extern al sursei E_B. Din această cauză, curentul bazei este curentul de recombinare $I_{rec} = I_E(1 - \alpha)$. Pe lângă aceste componente ale curentului prin tranzistor, datorate purtătorilor majoritari, există posibilitatea transferului purtătorilor minoritari care apar în bază şi în colector ca rezultat al generării de purtători, prin joncțiunea C-B, pe care se

aplică tensiune inversă. Acest mic curent, datorat transferului de goluri din bază în colector şi al electronilor din colector în bază, analog curentului invers prin joncțiunea p-n, se numeşte curent invers al joncțiunii de colector sau curent termic şi se notează cu I_{CB0} (figura 1.6.a).

Curentul total de colector este astfel determinat de deplasarea tuturor purtătorilor de sarcină prin joncțiunea de colector:

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CB0} \qquad (1.\ 2)$$

Pentru că $I_E = I_B + I_C$, expresia (1.2) se transformă în:

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CB0} \qquad (1.\ 3)$$

care arată că în tranzistor curenții sunt în relație liniară.

Din expresia (1.3) se obține: $I_E = \dfrac{I_B + I_{CB0}}{1 - \alpha}$ şi, având în vedere expresia (1.2), rezultă:

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{\alpha}{1-\alpha} I_{CB0} + I_{CB0}$$

Dacă se notează $\beta = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$ (numit factor de amplificare în curent în montaj emitor comun) şi $I_{CE0} = I_{CB0}(1 + \beta)$, atunci:

$$I_C = \beta \cdot I_B + I_{CE0} \qquad (1.\ 4)$$

Se consideră că I_{CE0}este mic iar $\dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \approx \dfrac{I_C}{I_B}$. Atunci, expresia (1.4) se transformă în:

$$I_C = h_{21E} \cdot I_B$$

unde $h_{21E} \approx -\beta$ reprezintă este factorul de transfer în curent în montaj emitor comun.

Prin modificarea curentului de intrare din bază cu valoarea ΔI_B, se modifică curentul de ieşire I_C şi căderea de tensiune pe sarcină, cu valoarea $\Delta I_C R_C$, precum şi puterea care se disipă pe rezistența R_C. În acest fel, prin modificarea unui curent mic, I_B, în circuitul sursei de tensiune mică, E_B, se modifică puterea preluată din sursa E_C de către R_C, în condițiile când $\Delta I_C >> \Delta I_B$ şi $\Delta I_C R_C >> U_{BE}$.

În cazul cuplării tranzistorului în schema cu bază comună, curentul de intrare este curentul emitorului, iar prin sarcină trece curentul de colector, în condiția când $I_C < I_E$.. Prin modificarea unei tensiuni mici pe joncțiunea E-B, se poate modifica curentul în circuitul sursei E_C şi, astfel, să se obțină creşterea tensiunii pe sarcină, $\Delta I_C R_C >> \Delta U_{EB}$, adică se amplifică semnalul în tensiune. Absența amplificării în curent reprezintă cauza pentru care schemele cu bază comună sunt puțin utilizate în practica industrială.

Modul de funcționare a tranzistorului n-p-n este similar, deosebirea constând în inversarea sensului curenților purtătorilor de sarcină şi a polarității tensiunilor aplicate.

1.5. Caracteristicile şi parametrii tranzistoarelor bipolare

Funcționarea tranzistorului cuplat în schema cu emitor comun este determinată de familiile caracteristicilor de intrare şi ieşire.

Variația curentului de colector în funcție de tensiunea colector-emitor, $I_C = f(U_{CE})$, când curentul în bază este constant, I_B = ct. se numeşte caracteristică de ieşire sau de colector. Această caracteristică este neliniară. Când $U_{CE} \geq U_{CES}$, curentul de colector nu depinde practic de tensiunea U_{CE}. Tranzistorul lucrează în regimul în care pe joncțiunea E-B se aplică tensiune directă iar pe joncțiunea C-B tensiune inversă. El funcționează ca sursă comandată de curent: sursa de curent I_C, a cărei valoare este comandată de curentul din bază, I_B. Variația curentului din bază se face prin modificarea tensiunii E_B; prin creşterea, de exemplu, a acesteia, creşte tensiunea directă pe joncțiunea E-B şi injecția purtătorilor de sarcină din emitor în bază iar curentul emitorului I_E creşte cu valoarea ΔI_E.

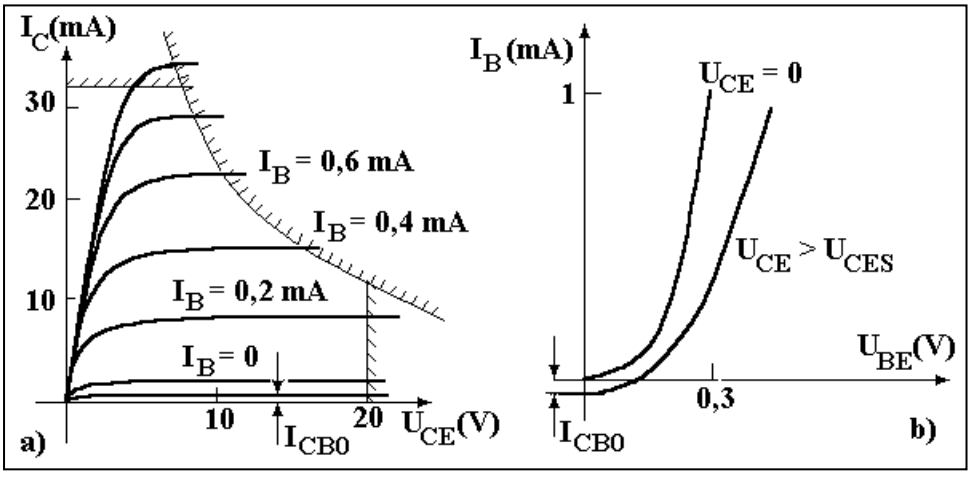


Fig. 1. 7 – Caracteristicile de ieşire (a) şi de intrare (b) la tranzistorul bipolar

Creşterea curentului în bază se datorează măririi numărului de recombinări ale golurilor în baza de grosime mică $\Delta I_B = \Delta I_{rec} = \Delta I_E \cdot (1 - \alpha)$. Partea principală din creşterea curentului de emitor, $\alpha \cdot \Delta I_E$ provoacă creşterea curentului de colector $\Delta I_C = \alpha \cdot \Delta I_E = \beta \cdot \Delta I_B$. Valoarea lui β este în limitele de la 10 la 1000 pentru diferite tipuri de tranzistoare. Înclinarea uşoară a curbei caracteristicii de ieşire se explică prin faptul că, datorită creşterii tensiunii

U_{CE}, creşte tensiunea pe joncţiunea C-B şi astfel se lărgeşte stratul de baraj al acestei joncţiuni, ceea ce face ca grosimea bazei să se micşoreze. Reducerea grosimii bazei, la rândul ei face ca probabilitatea de recombinare a purtătorilor să scadă şi astfel să crească puţin valorile factorilor de transfer a curentului, α şi β. Din relaţia (1.4) se obţine că, prin creşterea lui β, curentul de colector se măreşte.

În cazul când $U_{CE} < U_{CES}$, caracteristica de ieşire are o pantă mare de variaţie. Prin micşorarea lui U_{CE}, se micşorează şi tensiunea U_{CB} şi, atunci când $U_{CE} = U_{CES} = U_{BE}$, tensiunea $U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$ îşi schimbă semnul. Prin micşorarea în continuare a lui U_{CE} până la zero, pe joncţiunea C-B se aplică tensiune directă. Din această cauză, apare deplasarea purtătorilor majoritari, adică a golurilor, din colector în bază, împotriva sensului de deplasare a curentului de goluri din emitor în colector. La aceste valori mici ale lui U_{CE}, curentul de colector scade vertiginos. Porţiunea caracteristicii de ieşire care are panta rapidă arată că tranzistorul nu mai este capabil să funcţioneze ca element de amplificare. Acest regim de lucru se foloseşte însă în tehnica impulsurilor.

Creşterea rapidă a curentului de colector I_C când pe tranzistor se aplică valori mari de tensiune U_{CE}, se produce datorită înmulţirii în avalanşă a purtătorilor în joncţiunea B-C şi în continuare a străpungerii electrice a acesteia. În vederea preîntâmpinării străpungerii ireversibile a tranzistorului se iau măsuri de limitare a tensiunii pe colector şi a puterii care se disipă pe joncţiunea B-C. În cataloage se indică valoarea limită a curentului de colector, peste care factorul de amplificare β se micşorează. Variaţia curentului din bază în funcţie de tensiunea bază-emitor, $I_B = f(U_{BE})$ în condiţia menţinerii constante a tensiunii de colector, U_{CE}, se numeşte caracteristica de intrare a tranzistorului.

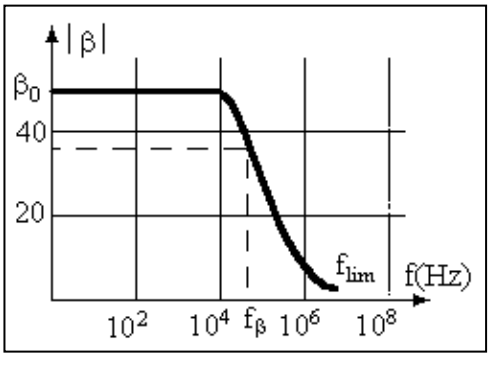


Fig. 1. 8 – Dependenţa modulului factorului de amplificare β în funcţie de frecvenţă

Când $U_{CE} = 0$, ambele joncțiuni ale tranzistorului lucrează la tensiuni directe şi curenții de colector şi de emitor se însumează în bază. În acest caz, caracteristica de intrare reprezintă caracteristica a două joncțiuni p-n cuplate în paralel (figura 1.7.b). La $U_{CE} > U_{CES}$ pe joncțiunea B-C apare o tensiune inversă, iar pe joncțiunea B-E se păstrează tensiunea directă. Curentul bazei, determinat de procesul de recombinare a purtătorilor minoritari, este egal cu diferența dintre curenții de emitor şi de colector. Caracteristica de intrare a tranzistorului este determinată de una dintre caracteristicile joncțiunii B-E, dar valoarea curentului se micşorează cu coeficientul $(1 - \alpha)$, care arată că curentul bazei reprezintă doar componenta de recombinare a curentului de emitor.

Curenții prin tranzistori sunt puternic influențați de temperatura mediului de lucru. Odată cu creşterea temperaturii, creşte curentul I_{CB0}, pentru că se măreşte concentrația purtătorilor minoritari în straturi. De asemenea, factorul de amplificare β se măreşte prin creşterea temperaturii, datorată faptului că centrele de recombinare localizate pe defectele rețelei cristaline se completează, ceea ce face să scadă probabilitatea de recombinare a purtătorilor în bază şi să crească astfel factorii de amplificare α şi respectiv $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$. Modificarea lui I_C poate ajunge la câteva zeci de procente prin creşterea temperaturii cu 20 – 30 °C. Factorii α şi β depind de asemenea de frecvența de lucru a tranzistorului, pentru că procesele care au loc în tranzistor prin trecerea purtătorilor de sarcină prin stratul bazei precum şi schimbarea concentrației purtătorilor în bază prin difuzia purtătorilor minoritari spre colector sunt caracterizate de inerție. Datorită acestei inerții, variația curentului de ieşire suferă o întârziere de fază în raport cu variația curentului de intrare. La frecvență mare de repetiție a impulsurilor, pe durata impulsului curentul de colector nu reuşeşte să ajungă la valoarea sa maximă şi, prin creşterea frecvenței, amplitudinea impulsurilor scade.

Factorul β se exprimă formă complexă care depinde de frecvență, sub forma:

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + i\frac{f}{f_\beta}} \qquad (1.5)$$

unde β_0 este valoarea coeficientului β în domeniul frecvențelor joase şi medii şi f_β este frecvența pentru care $|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$.

În cataloage este indicată frecvența limită a factorului de amplificare în curent, f_{lim}, pentru care $\beta = 1$. Prin introducerea valorii $f = f_{lim}$ în relația (1.5), se determină $|\beta|$, având în vedere că $f_{lim}/f_\beta >> 1$ şi se obține:

$$f_{lim} = \beta_0 \cdot f_\beta \qquad (1.\ 6)$$

Valoarea lui f_β**,** care arată capacitatea tranzistorului de a amplifica semnale de înaltă frecvență, este la tranzistorele moderne de $f_\beta = 10^6 – 10^7$ Hz. În cazul când este necesară amplificarea semnalelor la frecvențe mai mari decât f_β, se foloseşte schema de cuplare a tranzistorului cu baza comună, ceea ce permite obținerea amplificării până la valoarea maxim posibilă, de f_{lim}.

Tranzistoarele bipolare sunt comandate în curent şi deci consumă putere din circuitul de intrare, motiv pentru care nu pot fi utilizate pentru amplificarea semnalelor de putere mică.

1.6. Tranzistoare cu efect de câmp

Tranzistoarele cu efect de câmp sunt dispozitive semiconductoare care practic nu consumă curent din circuitul de intrare şi se împart în două tipuri, deosebite din punct de vedere al principiului de funcționare: cu joncțiune p-n şi metal – dielectric – semiconductor.

1.6.1. Tranzistoare cu efect de câmp cu joncțiune p-n (TEC-J)

Acestea au structura constructivă prezentată în figura 1.9. Stratul cu conducție de tip **p** se numeşte canal şi este prevăzut cu două borne pentru cuplare în circuitul extern şi anume: drena (D) şi sursa (S). Straturile cu conducție de tip **n** care mărginesc canalul de ambele părți sunt unite la o singură bornă denumită grilă sau poartă (G) pentru cuplarea în circuitul exterior. Există şi tranzistoare cu efect de câmp la care canalul este de tip **n**; reprezentarea schematică a acestora se prezintă în figura 1.9.c. Principiul de funcționare la tipurile **n** şi **p** este acelaşi; deosebirea constă în aceea că direcția curenților şi polaritatea tensiunilor aplicate sunt opuse.

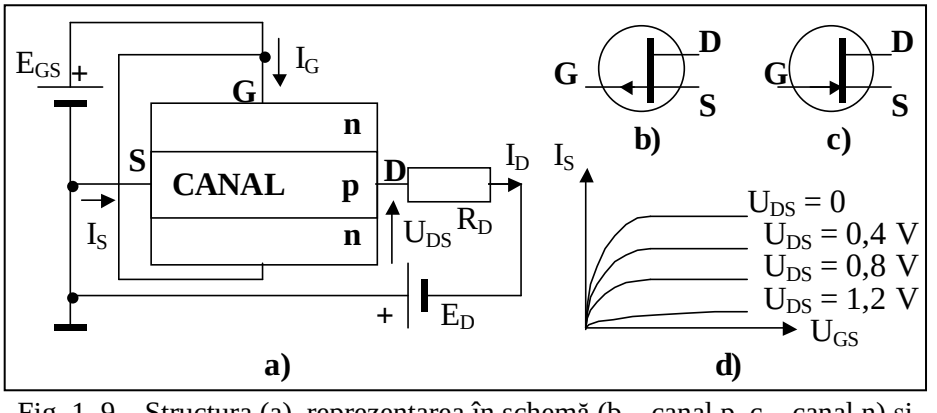


Fig. 1. 9 – Structura (a), reprezentarea în schemă (b – canal p, c – canal n) şi caracteristicile de drenă (d) ale tranzistorului cu efect de câmp cu joncțiune p-n

În figura 1.9.d este prezentată familia caracteristicilor de drenă (de ieşire) a TEC-J, $I_D = f(U_{DS})$, în condiția când $U_{GS} = ct.$

Funcționarea tranzistorului cu efect de câmp este determinată de procesele care au loc la joncțiunea dintre canal şi straturile vecine.

Astfel, când tensiunea de comandă $U_{GS} = 0$ şi se cuplează o sursă de tensiune între drenă şi sursă, U_{DS}**,** prin canal trece un curent a cărui valoare este determinată de rezistența canalului.

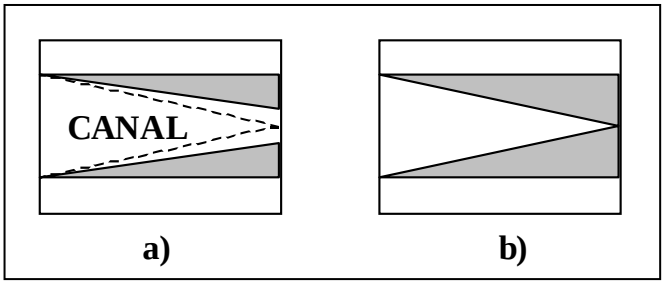


Fig. 1. 10 **–** Îngustarea canalului tranzistorului cu efect de câmp la aplicarea tensiunii U_{DS}

Tensiunea U_{DS} **se distribuie** uniform pe lungimea canalului, astfel încât tensiunea inversă mai mare pe joncțiune se găseşte în zona apropiată de drenă, iar în apropierea sursei joncțiunea **p–n** se află în stare de echilibru. Această tensiune provoacă lărgirea stratului de baraj al joncțiunii **p–n** şi îngustarea canalului (figura 1.10.a). În mod deosebit, lărgirea joncțiunii apare în apropierea drenei, unde există tensiune inversă mai mare pe joncțiune. Lărgirea joncțiunii **p-n** determină îngustarea canalului conductor de curent al tranzistorului şi astfel rezistența acestuia creşte; datorită creşterii rezistenței canalului la creşterea U_{DS}**,** caracteristica de drenă a tranzistorului cu efect de câmp este neliniară (figura 1.9.d). Pentru o anumită valoare a lui U_{DS}**,** canalul se închide complet, iar creşterea curentului I_D încetează prin mărirea valorii lui U_{DS} **(**figura 1.10.b**).**

Când se aplică o tensiune pozitivă pe grilă ($U_{GS} > 0$), joncțiunea **p–n** se lărgeşte şi mai mult în zona tensiunii inverse, ca rezultat canalul conductor de curent se îngustează mai pronunțat şi curentul de drenă I_D se micşorează în mod corespunzător (figura 1.9.d). În acest fel, rezistența canalului şi deci curentul de drenă pot fi comandate de tensiunea U_{GS} aplicată pe poartă. Pentru o anumită valoare a lui U_{GS}**,** care se numeşte tensiune de blocare, curentul de drenă practic se anulează, ca urmare a închiderii complete a canalului.

Se defineşte panta caracteristicii de drenă: $S = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}\right|_{U_{DS}=ct.}$

Spre deosebire de tranzistoarele bipolare, cele cu efect de câmp sunt comandate în tensiune, iar în circuitul de grilă trece numai un mic curent, de origine termică I_G, al joncțiunii **p–n**, care este polarizată invers. Caracteristicile de drenă au două sectoare distincte ca şi caracteristicile de colector de la tranzistoarele bipolare, unul de creştere rapidă şi altul de creştere lentă. Sectorul de creştere rapidă al caracteristicii se foloseşte în schemele de comutație, iar sectorul al doilea pentru amplificarea semnalelor.

Curentul de drenă al tranzistorului cu efect de câmp este puternic influențat de temperatura de funcționare, pentru că, pe măsura creşterii temperaturii, conductivitatea electrică a semiconductoarelor cu impurități în gama temperaturilor de lucru se micşorează. De asemenea, prin încălzire, lățimea joncțiunii **p–n** se micşorează, iar canalul se lărgeşte. Ca rezultat al acțiunii combinate a acestor doi factori, prin încălzirea tranzistorului, la U_{GS} = ct., curentul de drenă se poate modifica în ambele sensuri, adică poate să crească sau să se micşoreze.

Frecvențele de lucru sunt mari, de ordinul MHz, valoarea acestora fiind limitată de capacitatea joncțiunii **p–n**, a cărei suprafață este relativ mare.

1.6.2. Tranzistoare cu efect de câmp cu poartă izolată (TEC-MOS)

Aceste tranzistoare se numesc astfel pentru că sunt constituite din suprapunerea a trei straturi: metal, oxid (dielectric) şi semiconductor – MOS. La suprafața cristalului semiconductor care reprezintă suportul (baza) cu conducție de tip **p** sunt formate două zone cu conductivitate de tip **n**, legate între ele printr-o punte subțire care reprezintă canalul. Zonele de tipul **n** sunt prevăzute cu borne pentru cuplarea în circuitul electric exterior (drena şi sursa). Cristalul semiconductor este acoperit de o peliculă de oxid dielectric, pe care se dispune grila metalică **G,** legată în circuitul exterior. În acest fel grila este izolată din punct de vedere electric de circuitul drenă – sursă (figura 1.11.a).

Suportul (baza) se leagă cu sursa, legătura făcându-se fie în interiorul dispozitivului, fie în exteriorul acestuia. Caracteristicile de drenă (de ieşire), $I_D = f(U_{DS})$ pentru U_{GS} = ct. sunt prezentate în figura 1.11.b. În lipsa tensiunii de comandă, când $U_{GS} = 0$, prin canal între zonele de tipul **n** trece curentul I_D. Prin creşterea tensiunii sursei, U_{DS}**,** joncțiunea **p–n** dintre bază şi canal se lărgeşte în sens invers, astfel încât tensiunea inversă mai mare pe joncțiune se realizează în apropierea drenei şi astfel se îngustează canalul care conduce curent. Pe măsura creşterii U_{DS}, rezistența canalului se măreşte, creşterea curentului de drenă se încetineşte şi, atunci când joncțiunea acoperă secțiunea canalului prin creşterea lui U_{DS}, curentul I_D se saturează. În acest timp de funcționare, procesele care au loc în tranzistorul TEC-MOS sunt similare proceselor care au loc în tranzistorul TEC-J.

Când se aplică o tensiune pozitivă pe grilă, se produce o atragere a electronilor din bază, care se acumulează în zona canalului, rezistența acestuia se micşorează iar curentul de drenă creşte (regimul de îmbogățire, pe caracteristica din figura 1.11.b, pentru $U_{DS} > 0$). În cazul când pe grilă se aplică o tensiune negativă, câmpul electric respinge electronii din canal în suport, rezistența canalului creşte, iar curentul I_D scade (regimul de sărăcire).

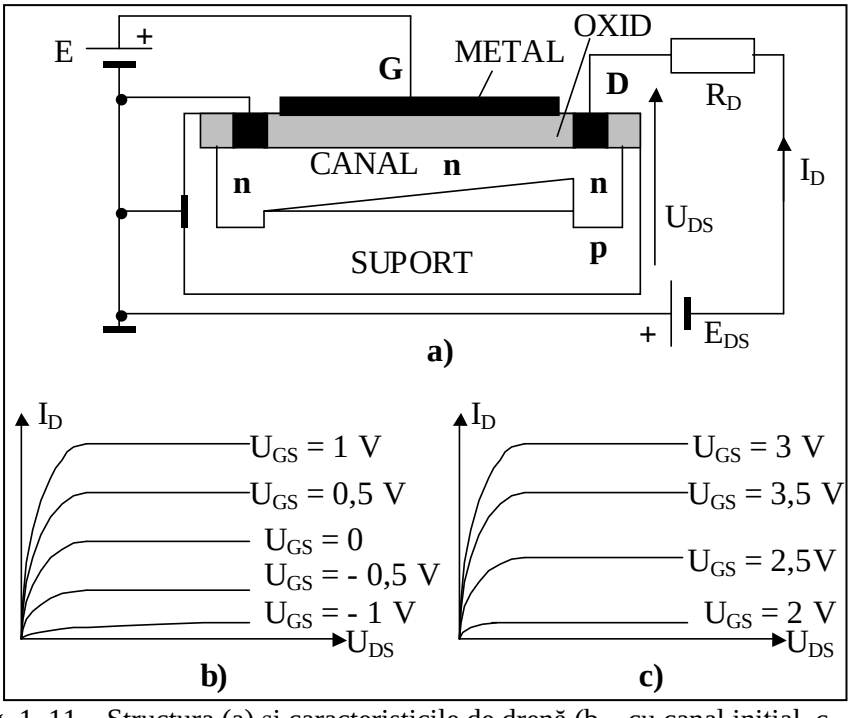


Fig. 1. 11 **–** Structura (a) şi caracteristicile de drenă (b – cu canal inițial, c – cu canal indus) la tranzistoarele MOS

În acest fel, prin modificarea tensiunii de comandă U_{GS}**,** se modifică curentul de ieşire al tranzistorului, I_D. Se defineşte panta caracteristicii de drenă, la fel ca la TEC-J. Datorită faptului că grila este izolată de restul circuitului, curentul acesteia, I_G, este foarte mic, fiind determinat numai de rezistența izolației, motiv pentru care puterea necesară pentru comanda tranzistoarelor MOS este practic nulă. În mod analog funcționează şi tranzistoarele MOS cu canal de tip **p,** la care suportul este de tip **n**, sensul curenților şi polaritatea tensiunilor fiind însă inverse față de cazul analizat anterior (TEC-MOS de tip **p**). Simbolurile folosite în scheme pentru TEC-MOS de tip **n** şi **p** sunt prezentate în figura 1.12.a şi respectiv 1.12.b. Ambele tipuri de tranzistoare au canalul încorporat.

O variantă constructivă a tranzistoarelor MOS se este cea prezentată în figurile 1.12.c şi 1.12.d, cu canal indus de tip **n** sau **p.** În construcția

acestor dispozitive nu există un canal special între zonele de drenă şi sursă, astfel că, pentru $U_{GS} = 0$, curentul de drenă este nul.

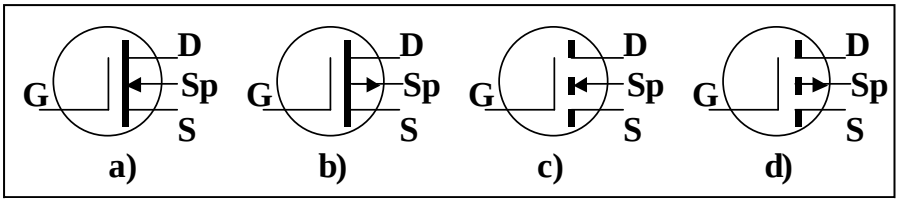


Fig. 1. 12 – Reprezentarea în schemă a tranzistoarelor MOS

Acest tip de dispozitiv poate funcționa numai în regim de îmbogățire, când câmpul grilei atrage purtătorii de sarcină corespunzători, ce realizează canalul conductor dintre zonele sursei şi drenei. Familia caracteristicilor de drenă ale tranzistoarelor MOS cu canal indus de tipul **n** este prezentată în figura 1.10.c. În cazul când tensiunea pe grilă este mai mică decât tensiunea de deschidere, curentul I_D este practic nul.

1.7. Tiristoare

Tiristoarele sunt dispozitive semiconductoare comandate, realizate din patru sau mai multe straturi de semiconductor cu tip de conducție diferit, aşezate alternant, care sunt capabile, sub influența semnalelor de comandă, să comute din starea de blocare în starea de conducție. Se realizează mai mult variantele constructive de tiristoare compuse din patru straturi, având structura **p–n–p–n**. Caracteristicile acestora sunt prezentate în figura 1.13.a, iar în figura 1.13.b este prezentat simbolul folosit în scheme pentru tiristor, care are trei electrozi: A – anodul, K – catodul şi EC – electrodul de comandă (poarta). Schema de cuplare a tiristorului se prezintă în fig 1.13c.

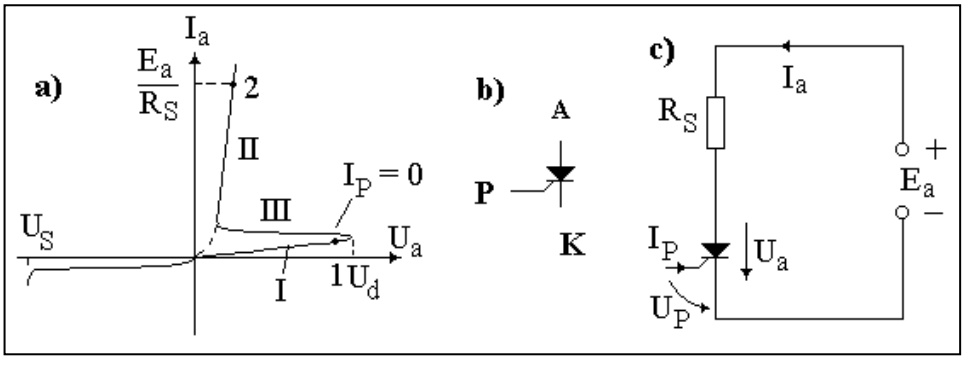


Fig. 1. 13 – Caracteristica (a), reprezentarea în schemă (b) şi schema de cuplare (c) a tiristorului monooperațional

În situația când pe electrodul de comandă semnalul este zero, curentul în circuitul dispozitivului este nul. Acest lucru este datorat faptului că rezistența limitorului este foarte mare în starea inițială blocate.

Dacă pe electrodul de comandă al tiristorului se aplică un impuls de deblocare cu polaritate pozitivă, atunci tiristorul se deschide şi prin rezistența de sarcină R_S apare un curent. Datorită faptului că pe tiristor cade o tensiune foarte mică (punctul 2 pe sectorul II al caracteristicii din figura 1.13.b), curentul anodic după cuplare se determină astfel:

$$I_a = \frac{E_a}{R_S} \qquad (1.\ 7)$$

Deschiderea tiristorului se poate produce şi în lipsa semnalului de comandă, dacă tensiunea de alimentare E_a depăşeşte valoarea corespunzătoare deschiderii tiristorului, U_d, aşa cum se observă din figura 1.13.a. În acest caz, punctul de lucru din domeniul I al caracteristicii se deplasează în domeniul II, evitând domeniul III de cădere. O asemenea cuplare a tiristorului trebuie evitată în practică, pentru că ea poate duce la distrugerea dispozitivului.

Particularitatea funcționării tiristorului constă în aceea că, după cuplare, el rămâne deschis, indiferent dacă mai există sau nu tensiune de comandă pe electrodul de comandă. Decuplarea tiristorului se poate face numai prin reducerea tensiunii U_a până la zero şi chiar pentru valori negative ale acesteia ($U_a \leq 0$) sau prin întreruperea curentului anodic. Circuitul de comandă al tiristorului serveşte deci numai pentru deschiderea acestuia. Aceste tipuri de tiristoare se numesc monooperaționale. Soluția constructivă a acestui tiristor este prezentată în figura 1.14.a.

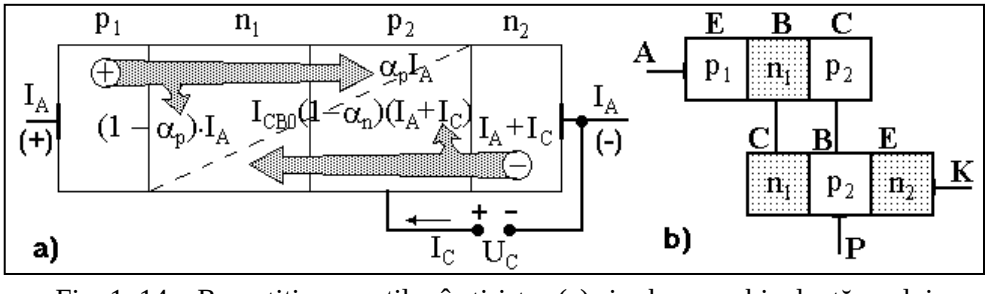


Fig. 1. 14 – Repartiția curenților în tiristor (a) şi schema echivalentă cu doi tranzistori a tiristorului (b)

La aplicarea pe tiristor a unei tensiuni directe, adică plusul la anod şi minusul la catod, această tensiune va polariza direct joncțiunile p_1-n_1 şi p_2-n_2 şi invers joncțiunea n_1-p_2. O asemenea structură poate fi considerată ca fiind compusă din două tranzistoare de tipul p_1-n_1-p_2 şi respectiv n_1-p_2-n_2 (figura 1.14.b). La ambele tranzistoare, joncțiunea n_1-p_2 este joncțiunea bază-colector, iar joncțiunile p_1-n_1, respectiv n_2-p_2 sunt joncțiuni emitor-bază. În

domeniul I al caracteristicii din figura 1.13.a, joncțiunea p_1-n_1 este polarizată direct, iar joncțiunea n_1-p_2 invers, motiv pentru care tranzistorul p_1-n_1-p_2 lucrează în regimul prezentat în paragraful 1.4, iar curenții sunt determinați de relația (1.2). Prin joncțiunea polarizată direct, din emitorul p_1 în baza n_1 difuzează golurile, din care o parte se recombină în bază, formând curentul $(1 - \alpha_p)\cdot I_a$, restul fiind atrase de câmpul electric al joncțiunii n_1-p_2, ajungând astfel la colectorul p_2, unde formează curentul $\alpha_p I_a$ (figura 1.14.a). În același regim funcționează și cel de al doilea tranzistor. Joncțiunea p_2-n_2 a tranzistorului n_1-p_2-n_2 este de asemenea polarizată direct, iar joncțiunea p_2-n_2 invers. Prin joncțiunea p_2-n_2 trece curentul total $I_a + I_C$, unde I_C este curentul electrodului de comandă (porții). O parte din electronii ce formează acest curent se recombină în bază, formând curentul $(1 - \alpha_n)(I_a + I_C)$, iar cealaltă parte ajunge până la joncțiunea n_1-p_2, unde sunt captați de câmpul acesteia și pătrund la colectorul din stratul n_1. Pe lângă aceste componente de tranzistor ale curentului joncțiunii n_1-p_2, determinate de curenții joncțiunilor p_1-n_1 și p_2-n_2, prin joncțiunea n_1-p_2 trece și curentul purtătorilor minoritari din straturile n_1 și p_2, adică $I_{CB0} = I_{C0p} + I_{C0n}$. **A**stfel, $I_a = I_K$, unde I_K este curentul total prin joncțiunea n_1-p_2, adică curentul însumat de colector al ambelor tranzistoare:

$$I_K = I_a = \alpha_p I_a + \alpha_n (I_C + I_a) + I_{C0p} + I_{C0n} \qquad (1.\ 8)$$

de unde:

$$I_K = I_a = \frac{I_{CB0} + \alpha_n I_C}{1 - (\alpha_p + \alpha_n)} \qquad (1.\ 9)$$

Factorii de transfer în curent ai ambelor tranzistoare, α_p și α_n, depind de probabilitatea de recombinare a purtătorilor în bazele n_1 și p_2. Prin creșterea curentului I_a, procesul de recombinare încetinește pentru că centrele de recombinare se încarcă complet în fiecare act de recombinare, ceea ce provoacă creșterea factorilor α_p și α_n. Joncțiunea n_1-p_2 este blocată până când $\alpha_p + \alpha_n < 1$, adică tiristorul rămâne în stare blocată, prezentând o foarte mare rezistență pentru curentul I_a, corespunzător regiunii I a caracteristicii din figura 1.13.a. Prin creșterea curentului I_a datorită creșterii curentului de comandă I_{com} sau a tensiunii U_a, crește valoarea sumei $\alpha_p + \alpha_n$ și, când $\alpha_p + \alpha_n \to 1$, $I_a \to \infty$, așa cum rezultă și din relația (1.9). În acest fel, se produce deschiderea tiristorului, rezistența lui se micșorează brusc iar tensiunea pe tiristor, U_a se micșorează. Practic, tiristorul se deschide, curentul stabilizându-se în conformitate cu relația (1.7) pe secțiunea a II-a a caracteristicii din figura 1.13 a. Procesul de deschidere a tiristorului este determinat de existența reacției pozitive interne și se desfășoară în avalanșă (proces regenerator). Când se aplică curentul de comandă I_C, se produce creșterea curentului prin joncțiunea p_2-n_2 precum și a componentei acestuia, $\alpha_n(I_a + I_C)$, care, pentru tranzistorul de tip p-n-p, reprezintă curentul de bază

şi, din această cauză, se măreşte contribuţia curentului de colector, $\alpha_p I_a$. Curentul total, I_K creşte, astfel încât, în baza tranzistorului n-p-n pătrunde un curent mare din stratul n_1, care la rândul său produce din nou creşterea curentului de colector al tranzistorului n-p-n. Prin creşterea curentului I_a, valorile factorilor de transfer α_p şi α_n se măresc şi numitorul în expresia (1.9) devine zero. Datorită creşterii rapide a curentului I_a, creşte căderea de tensiune pe rezistorul R_S (figura 1.13.c), iar căderea de tensiune pe tiristor se micşorează. Dacă, după deschiderea tiristorului, se micşorează curentul de comandă I_C până la zero, dispozitivul rămâne totuşi în stare deschisă, de conducţie, pentru că, datorită curentului I_a mare, se menţine valoarea nulă a numitorului din expresia (1.9). Tiristorul se poate bloca (închide) numai prin aplicarea unei tensiuni U_a inverse sau prin întreruperea circuitului curentului sursei E_a**.** Prin aplicarea tensiunii inverse, tiristorul se menţine în stare blocată, pentru că joncţiunile p_1-n_1 şi n_1-p_2 sunt polarizate invers. Ramura inversă a caracteristicii tiristorului, în regiunea tensiunilor negative din figura 1.13.a este asemănătoare ramurii tensiunilor inverse a caracteristicii diodei semiconductoare.

1.8. Caracteristicile funcţionale ale tiristoarelor

Parametrii de bază ai tiristoarelor sunt tensiunea de cuplare (de deschidere), U_d şi tensiunea de străpungere, U_s de pe ramura tensiunilor inverse a caracteristicii. Dacă tensiunea de alimentare are valori în limitele celor doi parametri, atunci, pentru $I_C = 0$, tiristorul va fi întotdeauna blocat. Respectarea acestei condiţii se face de regulă în practică prin menţinerea valorii tensiunii la nivelul de maxim 70 % din valoarea celei mai mici dintre tensiunile U_d şi U_s. Pentru diferite tipuri de tiristoare, această valoare este indicată în cataloage şi se găseşte în limitele 100 – 4000 V.

Tiristoarele sunt caracterizate de asemenea şi de următorii parametri de catalog: valoarea maxim admisă a curentului, tensiunea directă în impuls şi curentul invers maxim, care au de fapt acelaşi sens ca şi la diode. Există tiristoare de putere la care curentul mediu direct admis ajunge la 2 000 **A**. Prin micşorarea curentului anodic până la valoarea curentului de menţinere, tiristorul poate trece singur în regim de blocare. Această valoare a curentului de menţinere a tiristorului când curentul de comandă $I_C = 0$, este de asemenea indicată în fişa de catalog. Determinarea parametrilor semnalului necesar pentru funcţionarea tiristorului se face pe baza valorilor curentului şi tensiunii de comandă necesare pentru deschiderea fermă a acestuia chiar pentru tensiuni mici (5 – 10 **V**), ale tensiunii U_a, precum şi pe baza valorii temperaturii celei mai scăzute, care reprezintă condiţiile cele mai nefavorabile pentru deschiderea tiristorului. Un parametru dinamic important pentru funcţionarea tiristoarelor îl reprezintă viteza critică de creştere a

curentului anodic, $\left(\frac{di}{dt}\right)_{max}$ la cuplarea tiristorului. Depăşirea acestei valori poate provoca supraîncălzirea locală a structurii semiconductoare şi topirea joncțiunii. La tiristoarele obişnuite, $\left(\frac{di}{dt}\right)_{max}$ = 10 – 100 A/μs, iar la cele rapide, de impulsuri, $\left(\frac{di}{dt}\right)_{max}$ = 500 – 1000 A/μs. Un alt parametru este timpul de decuplare, ce reprezintă intervalul de timp minim de la întreruperea curentului anodic până la aplicarea tensiunii directe, fără ca, prin aceasta, să se redeschidă tiristorul. Timpul de decuplare la tiristoare de joasă tensiune este de 100 – 500 μs iar pentru cele rapide de 10 – 100 μs. Parametrul $\left(\frac{du}{dt}\right)_{max}$, care reprezintă viteza de creştere a tensiunii anodice directe maxim admisă, constituie o limitare determinată de existența capacităților joncțiunilor, deoarece trecerea curentului prin aceste capacități la creşterea rapidă a tensiunii anodice poate provoca autodeschiderea tiristorului. Valoarea acestui parametru la tiristoarele obişnuite este de 20 – 100 V/μs, iar la tiristoarele rapide de 200 – 500 V/μs. Domeniul de utilizare a tiristoarelor monooperaționale este electronica energetică unde, pentru puteri mari, tiristorul reprezintă dispozitivul de forță comandat cel mai important. Tiristoarele de putere mică se folosesc şi în schemele de impulsuri din electronica informațională.

Variantele constructive ale tiristoarelor sunt următoarele:

1. Dinistorul este tiristorul fără electrod de comandă. Dispozitivul este similar tiristorului obişnuit dar la care nu se aplică semnal pe electrodul de comandă. Deschiderea dinistorului se face când tensiunea aplicată depăşeşte valoarea tensiunii de deschidere. Prin aplicarea unei tensiuni inverse, dinistorul este întotdeauna închis.
2. Triacul este dispozitivul de comutare compus din mai multe staturi, la care caracteristica este simetrică pentru tensiune directă şi inversă (figura 1.15.a). El este capabil să comute curentul indiferent de sens şi poate înlocui circuitul compus din două tiristoare obişnuite cuplate în paralel şi în sens opus (figura 1.15.b; simbolul este cel din figura 1.15.c).
3. Tiristorul bioperațional, este un dispozitiv care se poate bloca prin aplicarea unui impuls negativ pe electrodul de comandă. Puterea necesară pentru blocarea curentului anodic este mult mai mare în comparație cu puterea impulsului de deschidere. Există tiristoare bioperaționale pentru curenți până la 1000 – 2000 **A** şi tensiuni până la 1000 – 2000 **V**. Utilizarea lor este în domeniul electronicii energetice pentru puteri mici şi medii.

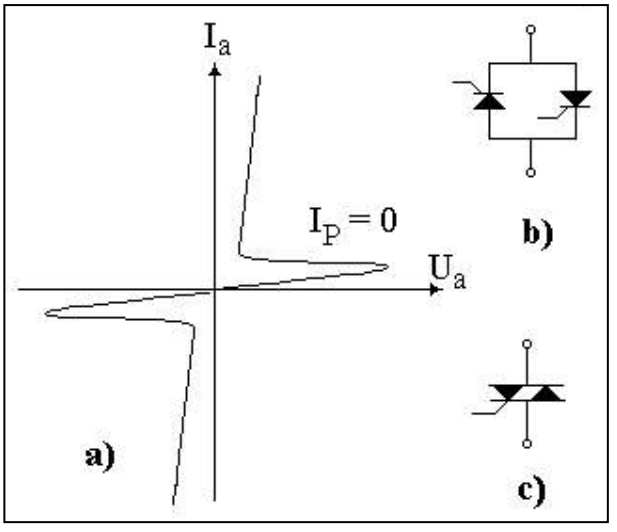


Fig. 1. 15 – Caracteristica triacului (a), cuplarea în paralel a două tiristoare pentru obținerea unui triac (b) şi simbolul triacului (c)

1.9. Circuite integrate

Circuitul integrat reprezintă dispozitivul electronic ce poate realiza o anume funcție de transformare şi prelucrare a semnalelor şi care are o densitate mare de cuprindere a elementelor de circuit, putând fi considerat ca un tot unitar, şi fiind construit într-un singur proces tehnologic şi încorporat într-o capsulă închisă ermetic. Aparatura electronică elaborată cu circuite integrate are următoarele calități importante:

- siguranță mare în funcționare pentru că, datorită procesului tehnologic automatizat, se reduce numărul lipiturilor, care reprezintă pentru aparatura electronică unul din elementele cele mai nesigure; circuitele integrate sunt mai sigure decât schemele cu elemente discrete pentru că se reduc de asemenea şi erorile de montaj; de fapt, circuitele integrate au permis realizarea sistemelor mari de calcul;
- aparatura realizată cu circuite integrate are gabarit mic;
- la realizarea aparaturii cu circuite integrate se reduce substanțial timpul necesar pentru elaborarea produselor, pentru că se folosesc subansamble şi blocuri deja existente, care simplifică şi procesul de introducere în fabricație.

Reducerea prețului de cost se referă nu numai la prețul unui circuit integrat în comparație cu schema similară realizată cu circuite discrete, dar şi la prețul produsului în ansamblul său, pentru că acesta se realizează cu o tehnologie mai eficientă din punct de vedere productiv.

Realizarea aparaturii cu circuite integrate simplifică organizarea producției prin micşorarea numărului de operații şi reducerea numărului de subansamble de completare. Se poate considera că aparatura electronică informațională se realizează în prezent numai cu circuite integrate. De asemenea, se evidențiază tendința de introducere a microelectronicii tot mai mult în electronica energetică.

Microschemele integrate se împart în două clase de bază: integrate cu semiconductoare şi integrate hibride.

Circuitul integrat pe bază de semiconductor constă dintr-un cristal semiconductor (cip), în grosimea căruia sunt realizate toate componentele schemei, cum sunt diode, tranzistoare, rezistoare, etc. Suprafața semiconductorului se acoperă cu strat izolant de oxid, pe care, în locuri determinate, se depune stratul de metal care asigură legăturile dintre elementele schemei.

În fig 1.16.a este reprezentat un fragment dintr-un circuit integrat semiconductor, compus dintr-un rezistor, o diodă şi un tranzistor, iar în figura 1.16.b secțiunea prin cristalul semiconductor, în adâncimea căruia sunt realizate elementele schemei respective. Izolarea elementelor între ele se realizează cu ajutorul joncțiunilor p-n polarizate invers. În acest scop, pe suportul de tip p, se aplică un potențial mai negativ. După realizarea stratului de oxid pe suprafață şi depunerea contactelor, cristalele de semiconductor se introduc într-o capsulă ermetică, prevăzută cu ieşirile necesare în circuitul exterior.

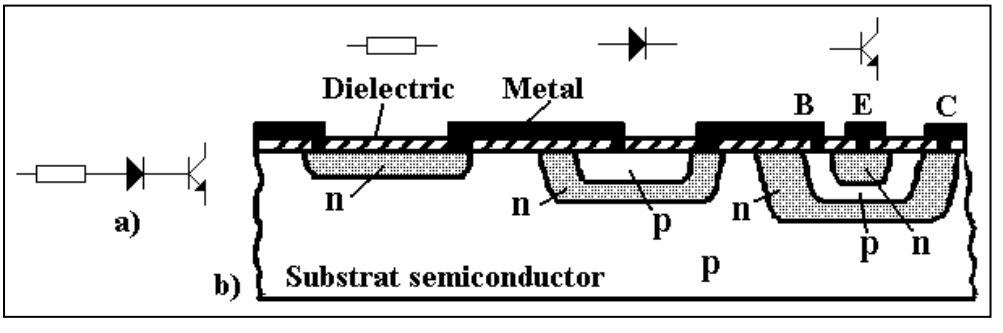


Fig. 1. 16 – Un segment de schemă şi realizarea acesteia sub forma integratului semiconductor

Circuitele integrate semiconductoare au următoarele particularități:

- în cristalul semiconductor pot fi realizate dispozitive cum sunt: diode, tranzistoare bipolare, tranzistoare cu efect de câmp precum şi rezistoare; condensatoarele cu capacitatea de până la 200 – 400 pF se realizează pe baza joncțiunilor p-n polarizate invers. Pentru microschemele integrate sunt preferate dispozitivele care ocupă o suprafață mică pe cristal, în

primul rând de tip TEC-MOS. În componența circuitelor integrate nu se includ condensatoare de capacitate mare, elemente magnetice cum sunt transformatoare, etc.

- reproductibilitatea parametrilor la circuitele integrate nu este mare, însă parametrii aceloraşi elemente realizate pe acelaşi cristal sunt practic identici.
- deoarece cheltuielile de introducere în fabricație a circuitelor integrate sunt relativ mari, sunt justificate serii de peste 10^4 de exemplare.
- gabaritul circuitelor integrate este foarte mic; astfel, pe un cristal de siliciu cu dimensiunea de câțiva mm^2 se pot dispune zeci şi chiar sute de mii de elemente discrete ale schemei electronice.

Circuitele integrate hibride se realizează prin procedeul pelicular, fiind compuse dintr-o plăcuță de dielectric pe suprafața căreia se depun componentele schemei şi conexiunile corespunzătoare, sub formă de peliculă cu grosimea de ordinul 1 μm. Prin această metodă se realizează uşor conexiunile, rezistoarele şi condensatoarele peliculare. Rezistoarele cu valori de până la $10^5\ \Omega$ se realizează sub formă de meandre (figura 1.17.a).

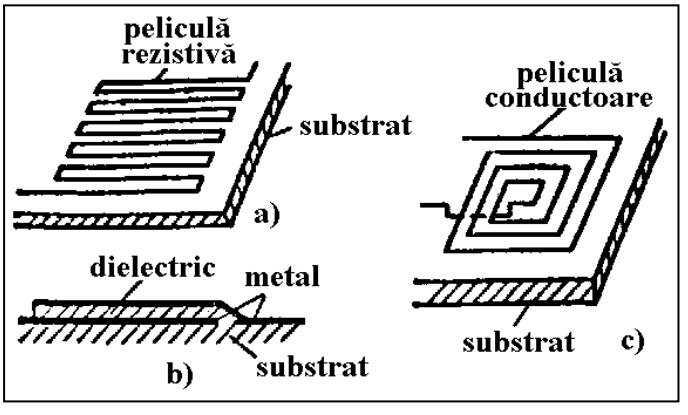


Fig. 1. 17 – Componentele integratelor peliculare: a – rezistor; b – condensator; c - inductanță

Condensatoarele se realizează din trei straturi peliculare (figura 1.17.b): metal-dielectric-metal. Datorită stratului dielectric pelicular foarte subțire, capacitatea condensatoarelor poate depăşi 10000 pF. Bobinele (inductanțele) se realizează sub formă de spirală (figura 1.17.c); se pot obține inductanțe relativ mici, de ordinul 100 μH. Dispozitivele semiconductoare fără carcasă, condensatoarele cu capacități de valori mari şi elementele magnetice se încorporează în circuitele hibride prin suspendare; aceste elemente se lipesc pe placă în locuri determinate; ele sunt conectate la elementele schemei peliculare, după care placa cu schema pelicular şi cu elementele spațiale este încapsulată ermetic, având bornele de ieşire necesare.

Circuitele hibride au următoarele caracteristici:

- încorporează componente pasive, rezistoare şi condensatoare; numărul acestora în construcția spațială este totuşi mic; realizarea lor necesită manoperă multă;
- precizia reproducerii parametrilor la circuitele hibride este mult mai mare în comparație cu circuitele integrate semiconductoare; ajustarea valorilor la realizare se face cu precizie prin decuparea corespunzătoare a peliculei rezistive;
- tehnologia de realizare a circuitelor integrate hibride este mult mai simplă în comparație cu tehnologia circuitelor integrate semiconductoare; circuitele hibride se împart în circuite cu pelicule subțiri la care peliculele se realizează prin metoda pulverizării termice în vid şi în circuite cu pelicule groase, la care peliculele se realizează prin depunerea prin şablon cu coacerea ulterioară; tehnologia circuitelor integrate hibride cu pelicule groase este relativ simplă şi poate fi realizată în condiții de laborator;
- pregătirea de fabricație a circuitelor hibride este mai puțin costisitoare în comparație cu cea a circuitelor integrate semiconductoare, motiv pentru care organizarea producției pentru serii mici, de ordinul sutelor şi chiar zecilor de exemplare, poate fi rentabilă;
- numărul de elemente care pot fi încorporate în circuitele integrate hibride nu depăşeşte de regulă câteva zeci.

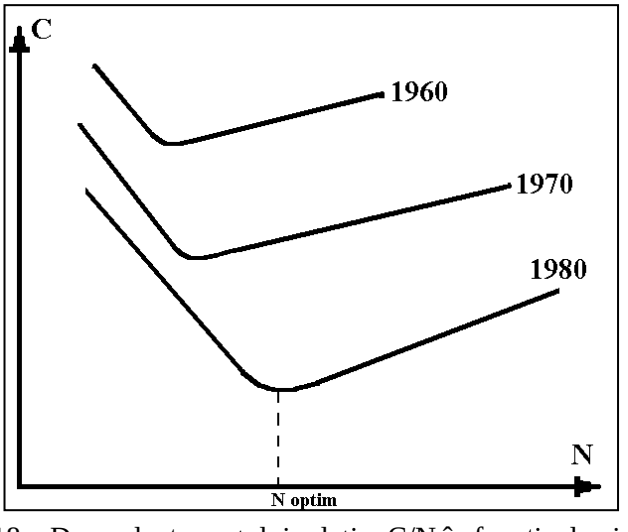


Fig. 1. 18 – Dependența costului relativ, C/N în funcție de nivelul de integrare pentru diferite generații de circuite integrate

Circuitele integrate semiconductoare se fabrică sub forma unor elemente de uz general, cu utilizări în domenii diferite, principala lor calitate fiind destinația cu caracter foarte general. Circuitele integrate hibride sunt de preferat numai pentru scopuri dedicate.

Numărul componentelor încorporate în circuitele integrate hibride, adică nivelul N de integrare al acestora, determină prețul lor de cost C. În figura 1.18 se prezintă cantitativ variația C/N = f(N) pentru diferite generații de circuite integrate.

Curbele evidențiază existența unui minim optim din punct de vedere al eficienței economice. Creşterea lui N peste valoarea optimă este costisitoare pentru că se măresc cheltuielile legate în principal de încapsulare şi conexiunile interioare. Pe de altă parte, prin creşterea complexității circuitelor integrate semiconductoare, ele devin mai specializate, ceea ce reduce cantitatea fabricată. De asemenea, odată cu creşterea lui N se măreşte substanțial şi suprafața plachetei de semiconductor.

1.10. Dispozitive semiconductoare optoelectronice

Optoelectronica reprezintă partea electronicii în care sunt studiate problemele de generare, prelucrare, transmitere şi memorare a informației pe baza folosirii în comun a fenomenelor electrice şi optice. Dispozitivele optoelectronice folosesc radiația electromagnetică din domeniul optic (infraroşu, vizibil şi ultraviolet). Utilizarea canalelor optice de comunicație permite asigurarea izolației electrice ferme la oricare sistem, eliminarea componentelor reactive şi de conexiune mari şi costisitoare, mărirea siguranței în funcționare, creşterea capacității de transmisie a canalului, etc.

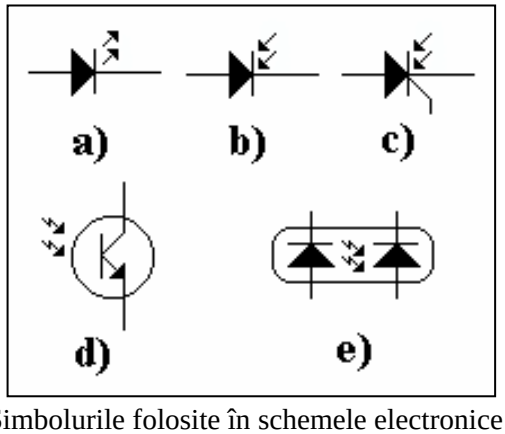


Fig. 1. 19 – Simbolurile folosite în schemele electronice pentru dioda luminescentă (a), fotodiodă (b), fototranzistor (c), fototiristor (d) şi optocuplor (e)

Elementele de bază în optoelectronică sunt:

1) Sursele optice, care transformă un semnal electric în semnal optic
2) Fotoreceptorii, care transformă semnalul optic în semnal electric

3) Dispozitivele pentru izolație electrică la transmiterea informației prin canale optice (optocuploare)
4) Conductorii optici (cablurile)

Cele mai obişnuite surse semiconductoare de lumină sunt diodele luminescente. Emisia fotonilor (cuante de energie) se produce datorită recombinării purtătorilor de sarcină prin revenirea electronilor din banda de conducție în banda de valență. Recombinarea cea mai puternică se produce în apropierea joncțiunii p-n, când purtătorii majoritari, depășind bariera de potențial, pierd energia cinetică şi probabilitatea de recombinare creşte. Construcția diodelor luminescente se face pe baza materialelor semiconductoare complexe, la care emisia cuantei de energie are loc în domeniul optic vizibil sau infraroşu. Asemenea materiale sunt GaP, GaAs, SiC, etc. Emisia se produce datorită trecerii prin joncțiune a curentului electric în sens direct. Construcția dispozitivului asigură transmiterea luminii de la joncțiunea p-n fără pierderi semnificative în adâncimea semiconductorului. Caracteristica diodelor luminescente este similară caracteristicilor diodelor cu siliciu şi germaniu. Diodele luminescente sunt realizate sub forma elementelor discrete sau matriciale, în scopul reprezentării informației sub forma literelor, cifrelor şi simbolurilor. De asemenea, ele intră în compunerea optocuploarelor. Diodele luminescente se reprezintă în scheme ca în figura 1.19.a.

Grupa fotoreceptoarelor se compune din fotodiode, fototranzistoare, fototiristoare şi alte dispozitive. Prin acțiunea luminii asupra stratului de semiconductor se produce generarea optică a purtătorilor de sarcină electrică. Ca rezultat al creşterii numărului purtătorilor minoritari se măreşte conductivitatea materialului; apare astfel efectul de fotoconducție. Prin iluminarea joncțiunii p-n, se măreşte curentul purtătorilor minoritari, adică se măreşte curentul invers al acestei joncțiuni: $I_{inv} = f(\Phi)$ unde Φ este fluxul luminos. Fotodioda se reprezintă în schemele electrice conform figurii 1.19.b.

Funcționarea fototranzistorului se bazează de asemenea pe efectul de fotoconducție. De regulă, fototranzistorul are baza neconectată în circuitul exterior, deci $I_B = 0$ şi curentul I_C, în concordanță cu relația (1.4) are expresia: $I_C = (\beta+1)I_{CB0}$. Când baza sau zona joncțiunii colector-bază sunt luminate, curentul purtătorilor minoritari este $I_{CB0} = f(\Phi)$ şi, proporțional, se modifică şi I_C. La montajul cu emitor comun, curentul I_{CB0} se măreşte de $(\beta+1)$ ori, din care motiv, puterea semnalului poate fi mai mare decât în cazul fotodiodei, pentru acelaşi nivel al tensiunii sursei de alimentare E. Reprezentarea fotorezistorului în scheme este cea din figura 1.19.c.

Principiul de funcționare a fototiristorului, care în scheme se reprezintă conform figurii 1.19.d, se bazează de asemenea pe modificarea curentului invers prin joncțiune sub acțiunea radiației optice. În cazul

absenței electrodului de comandă, $I_C = 0$ şi curentul prin tiristor se determină cu expresia următoare, dedusă din relația (1.9): $I_a = \frac{I_{CB0}}{1-(\alpha_p + \alpha_n)}$.

Curentul fototiristorului este proporțional cu intensitatea fluxului optic. La creşterea acestuia creşte I_{CB0} şi curentul anodic I_a. În acest caz, factorii α_p şi α_n îşi măresc valoarea, iar atunci când α_p şi $\alpha_n = 1$, tiristorul se deschide. Creşterea curentului, datorată creşterii fluxului optic, stimulează deschiderea tiristorului. Curentul tiristorului deschis poate fi mult mai mare decât valoarea lui I_{CB0}.

În acest fel, dispozitivele semiconductoare comandate, cum sunt tranzistoarele şi tiristoarele, pot folosi radiația luminoasă drept semnal de comandă.

Optocuploarele se compun din emițător - diodă luminescentă şi fotoreceptor - fotodiodă, fototranzistor sau fototiristor, între care este dispus canalul optic, care transmite lumina de la emițător la receptor. Reprezentarea în scheme a optocuplorului, compus din dioda luminescentă şi fotodiodă este cea din figura 1.19.e. În optocuploare nu există legătură electrică sau magnetică între emițător şi receptor.

Stabilitatea electrică a materialelor din care sunt confecționate optocuploarele permite transmiterea semnalelor la diferențe de potențial de ordinul a 10^3 V între emițător şi fotoreceptor, în condițiile absenței complete a canalelor parazitare de transmitere a informației prin capacități proprii, câmp magnetic, etc.

Dificultatea utilizării optocuploarelor cu diodă constă în valoarea mică factorului de transfer în curent, $A_i = \frac{\Delta I_{ies}}{\Delta I_{int}}$, neajuns ce poate fi înlăturat prin utilizarea optocuploarelor cu fototranzistor. Un alt neajuns al optocuploarelor este reprezentat de în neliniaritatea acestora.

2. REDRESOARE DE MICĂ PUTERE PENTRU CURENT MONOFAZAT

2.1. Schema bloc a redresorului

Redresoarele se construiesc pe baza schemei clasice, de redresor cuplat la rețea prin transformator, sau fără transformator şi a cărui funcționare se bazează pe transformarea multiplă a energiei electrice. Pentru început, să analizăm schema tradițională, care se compune din următoarele: (figura 2.1):

- T – transformator ridicător sau coborâtor de tensiune, în funcție de raportul dintre tensiunea la ieşirea sursei de alimentare şi tensiunea rețelei;
- R – grup redresor, care serveşte la transformarea curentului alternativ în curent continuu (de sens unic);
- F – filtru pentru netezirea pulsațiilor tensiunii redresate;
- ST – stabilizator de tensiune continuă, care asigură valoarea constantă a tensiunii de ieşire la variația rezistenței sarcinii, a tensiunii de alimentare, etc.

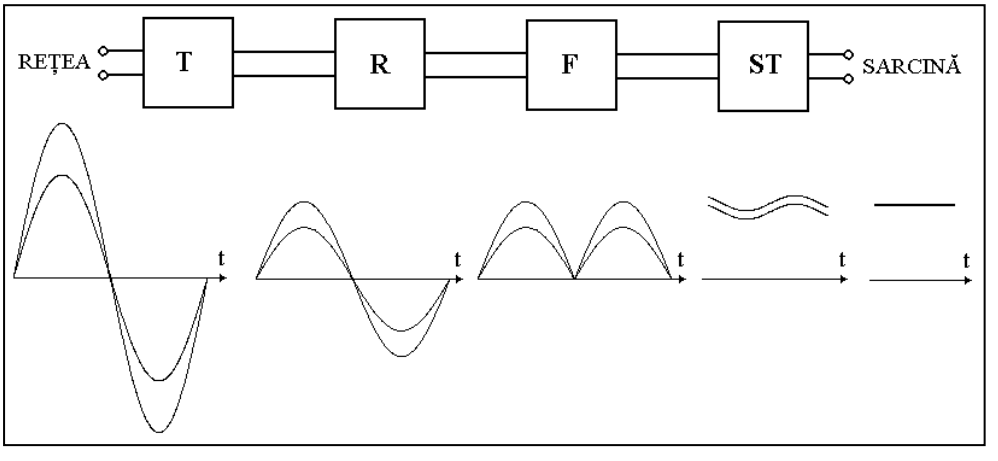


Fig. 2. 1 - Schema bloc a sursei de tensiune continuă de putere mică (a) şi diagramele de timp pentru tensiunile din sursă

În figura 2.1 sunt reprezentate şi diagramele tensiunii în diferite părți ale schemei redresorului pentru două valori ale tensiunii de rețea. Partea principală a dispozitivului este grupul redresor, ce conține un grup de elemente neliniare, cu conducție unilaterală (într-un singur sens). Ca dispozitive redresoare, la sursele de alimentare de putere mică se folosesc de obicei diodele cu siliciu şi, mai rar, cele cu germaniu. Celelalte elemente ale schemei pot să lipsească în cazuri particulare.

2.2. Redresoare monofazate cu sarcină activă

Să analizăm funcționarea redresorului monofazat cu punct de nul al transformatorului (figura 2.2.a). Când polaritatea tensiunii alternative este cea indicată în figura 2.2, pe dioda D_1 se aplică tensiunea directă (plus la anod, minus la catod).

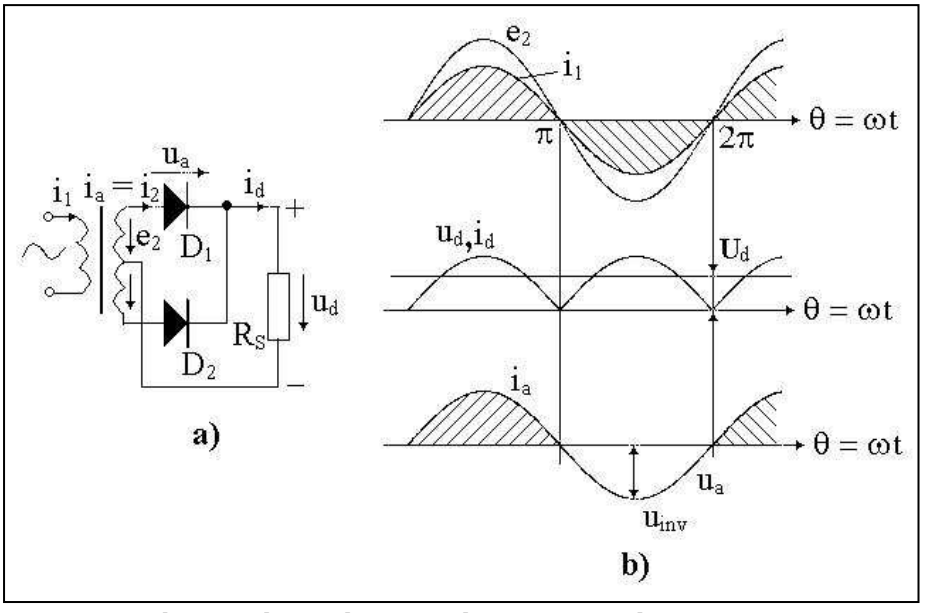


Fig. 2. 2 - Schema redresorului monoalternanță cu nul şi sarcină activă (a) şi diagrama de timp pentru curenții şi tensiunile redresorului (b)

Dioda D_1 conduce curentul i_a, care se închide prin sarcina R_S şi semi-înfăşurarea superioară a secundarului transformatorului. Se consideră că diodele sunt ideale, adică au cădere de tensiune nulă la trecerea curentului direct prin acestea şi curentul invers este nul când pe acestea se aplică tensiune inversă. Astfel, se poate considera că anodul şi catodul diodei sunt scurtcircuitate pentru curentul în sens direct, iar în cazul aplicării pe diodă a unei tensiuni inverse, circuitul acesteia se consideră întrerupt. În legătură cu această aproximare, tensiunea pe sarcină, u_d, în semiperioada $[0, \pi]$ (figura 2.2.b) se consideră egală cu tensiunea la bornele semi-înfăşurării superioare a secundarului transformatorului: $u_d(t) = e_2(t)$. În acest timp, dioda D_2 este polarizată invers şi nu permite trecerea curentului. În a doua semiperioadă, $[\pi, 2\pi]$, datorită schimbării polarității tensiunii alternative în înfăşurările secundare ale transformatorului, se deschide dioda D_2 şi pe sarcină se aplică tensiunea semi-înfăşurării inferioare. În continuare, lucrurile se repetă periodic şi, prin deschiderea succesivă a diodelor, tensiunea u_d constă din semisinusoide pozitive care se succed (figura 2.2.b).

Tensiunea pe sarcină, u_d, este constantă ca sens, dar nu este constantă ca mărime. Pulsația tensiunii, adică variația acesteia, atestă existența unei componente variabile în curba tensiunii redresate şi indică faptul că redresarea este incompletă. Cum tensiunea de ieşire, u_d, reprezintă o funcție periodică, ea poate fi descompusă în serie Fourier, adică sub forma: $u_d(t) = U_d + u_p(t)$, unde $U_d = \frac{1}{T}\int_0^T u_d(t)\cdot dt$ este componenta continuă utilă sau valoarea medie a tensiunii pe o perioadă a curbei u_d, iar $u_p(t)$ este componenta variabilă, egală cu suma tuturor componentelor armonice. În figura 2.3 este reprezentată descompunerea grafică a curbei tensiunii $u_d(t)$ în două componente. Se poate considera că, pe sarcină, acționează tensiunea constantă ca mărime şi formă, U_d, distorsionată de componenta alternativă, u_p. Caracteristica de bază a tensiunii redresate este valoarea medie. Ea este egală cu înălțimea dreptunghiului a cărui suprafață este egală cu suprafața limitată de curba tensiunii, axa absciselor şi două drepte verticale situate la distanța egală cu o perioadă (figura 2.3). În schema analizată, perioada tensiunii de ieşire este egală cu π, din care cauză, $U_d = \frac{1}{\pi}\int_0^\pi U_{dm}\cdot\sin\theta\cdot d\theta$, unde $\theta = \omega t$. Având vedere că valoarea maximă a tensiunii pe sarcină, U_{dm}, este egală cu amplitudinea $E_{2m} = \sqrt{2}\,E_2$, unde E_2 este valoarea efectivă a tensiunii e_2 la bornele înfăşurării secundare a transformatorului, rezultă:

$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_0^\pi \sqrt{2}E_2\cdot\sin\theta\cdot d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} = 0{,}9\cdot E_2 \qquad (2.\ 1)$$

Cea mai mare valoare a amplitudinii în curba tensiunii redresate o are armonica I, a cărei frecvență ω_p este de 2 ori mai mare decât frecvența tensiunii de alimentare. Această armonică este cel mai greu de atenuat cu filtre, motiv pentru care, pe baza valorii acesteia, se face o apreciere asupra distorsionării tensiunii redresate. În figura 2.3, cu linie punctată este reprezentată armonica I a componentei alternative a tensiunii redresate, u_{p1}, amplitudinea acesteia fiind U_{p1m}.

Pulsația tensiunii redresate se caracterizează prin factorul de ondulație, γ, egal cu raportul dintre amplitudinea tensiunii primei armonici a componentei alternative şi valoarea tensiunii componentei continue:

$$\gamma = \frac{U_{p1m}}{U_d} \qquad (2.\ 2)$$

Din descompunerea în serie Fourier a curbei tensiunii redresate, se obține formula:

$$\gamma = \frac{2}{m^2 - 1} \qquad (2.\ 3)$$

unde m este factorul de multiplicare a frecvenței componentei alternative a tensiunii redresate în raport cu frecvența rețelei, care depinde de schema de redresare şi se numeşte pulsația redresorului.

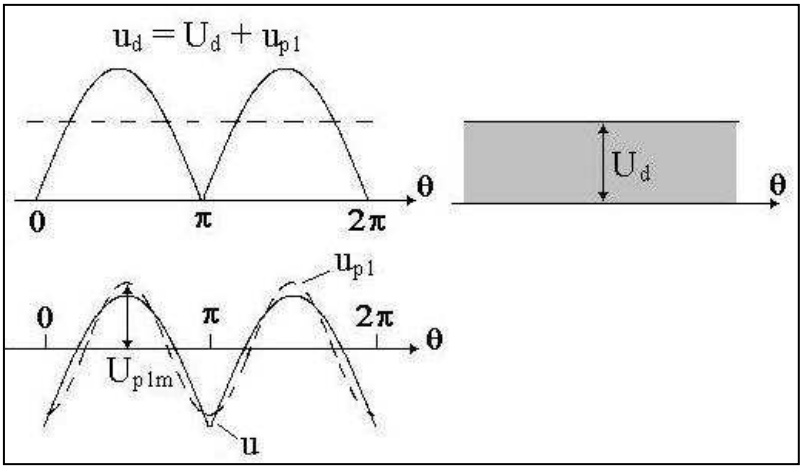


Fig. 2. 3 – Descompunerea grafică a tensiunii redresate în componenta continuă şi cea alternativă

Pentru redresoarele monofazate analizate, cum este cel din figura 2.2.a, m = 2, iar $\gamma = 0{,}67$. Pentru alegerea diodelor în schema din figura 2.2.a, se determină valoarea medie a curentului prin acestea. Pe baza diagramelor de timp din figura 2.2.b, se constată că:

$$I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{U_d}{2R_S} \qquad (2.\ 4)$$

Pe dioda blocată, se aplică tensiunea a două înfăşurări secundare. Din această cauză, tensiunea inversă maximă pe diodă, având în vedere relația (2.1), este:

$$U_{inv\ nul} = 2 \cdot E_{2m} = 2\sqrt{2} \cdot E_2 = \pi \cdot U_d \qquad (2.\ 5)$$

Pe baza valorilor calculate ale lui I_a şi U_{inv}, se aleg diodele convenabile.

Puterea activă totală transmisă în sarcină, în schema din figura 2.2.a, este determinată de valoarea efectivă E_2: $P = \frac{E_2^2}{R_S}$. Puterea activă transmisă sub forma componentei continue a curentului, este determinată de valoarea medie $U_d = 0{,}9 \cdot E_2$: $P' = \frac{U_d^2}{R_S} = 0{,}81 \cdot P$. Prin urmare, în schema din figura 2.2.a, o parte substanțială din puterea activă se transmite în sarcină sub forma componentei alternative (neredresate), ceea ce confirmă insuficiența redresării.

2.3. Redresoare monofazate cu sarcină inductivă

Să analizăm funcționarea redresorului monofazat în punte (figura 2.4.a). Pentru semiperioada pozitivă a tensiunii electromotoare e_2 (intervalul $[0, \pi]$) şi pentru polaritatea indicată în figura 2.4.a, curentul redresat trece prin dioda D_1, sarcina R_s - L_s şi dioda D_4. Diodele D_3 şi D_2 sunt polarizate invers şi nu conduc curent. Prin schimbarea polarității tensiunii alternative (intervalul $[\pi, 2\pi]$), se deschid diodele D_2 şi D_3, însă curentul în sarcină îşi menține sensul anterior. Dacă sarcina este activă ($L_s = 0$), atunci curentul I_d repetă forma tensiunii în sarcină; curenții bobinelor primară şi secundară, i_1 şi i_2 au formă sinusoidală (figura 2.4.b). Dacă în circuitul sarcinii există o inductanță ($L_s \neq 0$), ea se opune variației curentului în sarcină şi acesta nu reuşeşte să urmărească tensiunea u_d, astfel încât curentul I_d se va netezi (figura 2.4.c). Când inductanța este mare ($X_L = \omega_p \cdot L_S > 10 \cdot R_S$), datorită pulsațiilor mici, curentul în sarcină poate fi considerat constant (adică netezit total), caz în care transmiterea puterii active în sarcină de către componentele alternative ale curentului lipseşte. În acest regim, curentul prin diode, i_a, curentul i_2 în secundar şi curentul i_1 în primarul transformatorului capătă forma impulsurilor dreptunghiulare.

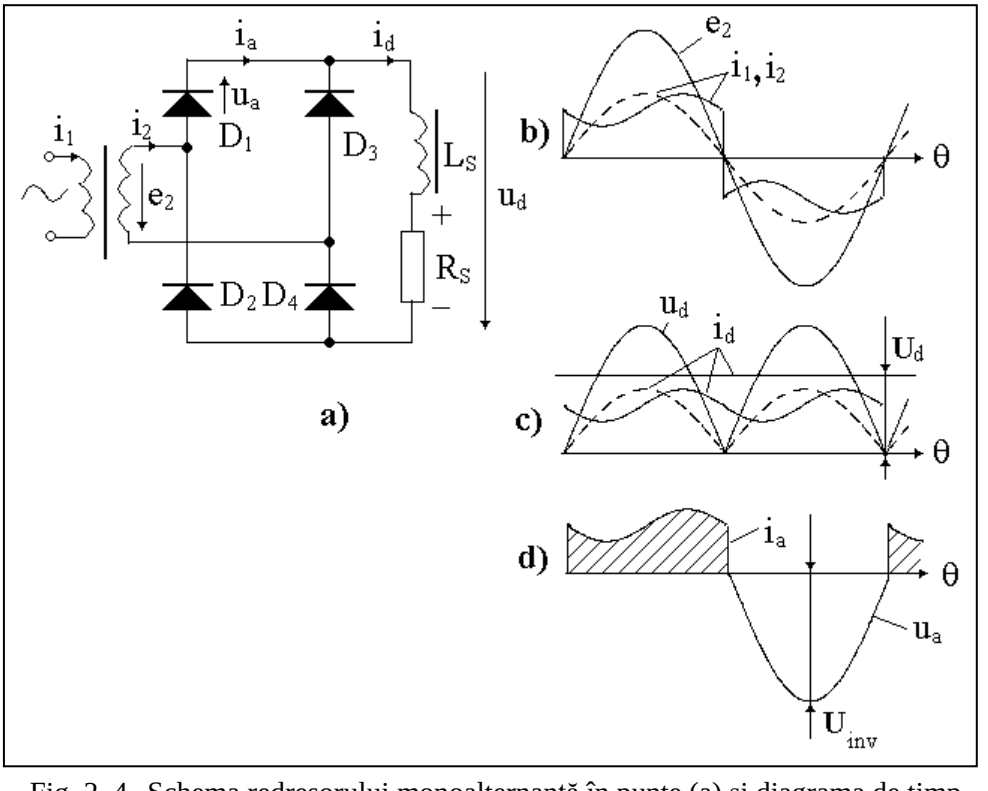


Fig. 2. 4 - Schema redresorului monoalternanță în punte (a) şi diagrama de timp pentru curenții şi tensiunile redresorului (b, c d)

În cazul sarcinii activ-inductive, durata stării de conducție a diodelor, λ, ca şi în cazul sarcinii active, rămâne egală cu π, motiv pentru care, în orice moment de timp, tensiunea pe sarcină repetă forma tensiunii în secundar, e_2 (figura 2.4.c), iar valoarea acesteia se determină din expresia (2.1). Calculul schemei de redresare în punte, care permite să se aleagă tipul diodelor şi să se determine parametrii transformatorului pe baza parametrilor cunoscuți ai sarcinii, se face astfel: se neglijează pierderile în bobina de netezire L_S, în diode şi în transformator şi se consideră curentul sarcinii ca fiind netezit ideal: $i_d(t) = I_d$. Valoarea medie a tensiunii de ieşire la redresoarele cu nul şi în punte se determină în cazul sarcinii inductive în acelaşi mod ca şi în cazul sarcinii active şi este egală, conform relației (2.1), cu:

$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_d \cdot d\theta = 0{,}9 \cdot E_2$$

Din aceasta, se determină valoarea efectivă a tensiunii: $E_2 = 1{,}11 \cdot U_d$.

Pentru că s-a presupus că bobina nu are pierderi, valoarea medie a curentului în sarcină este $I_d = \frac{U_d}{R_S}$.

Diodele conduc pe durata unei semiperioade atât pentru schema cu nul cât şi pentru cea în punte, din care cauză I_a se poate calcula cu relația 2.4. Valoarea maximă a curentului diodelor în cazul netezirii ideale este $I_{am} = I_d$. La schema în punte, valoarea amplitudinii tensiunii inverse pe diode este egală cu amplitudinea tensiunii e_2, pentru că dioda blocată se cuplează în paralel pe înfăşurarea transformatorului (prin dioda care conduce curent), şi prin urmare:

$$U_{inv.\ punte} = E_{2m} = \sqrt{2} \cdot E_2 = \frac{\pi}{2} U_d \qquad (2.5')$$

Din compararea relațiilor (2.5) şi (2.5'), se vede că la schema în punte tensiunea inversă pe diodă pentru aceeaşi U_d este de două ori mai mică în comparație cu schema de redresare cu nul. Pe baza valorilor I_a şi U_{inv}, se aleg diodele necesare. La utilizarea transformatorului (la schema cu nul utilizarea acestuia este indispensabilă, pe când la schema în punte el poate lipsi) este necesară cunoaşterea puterii calculate a înfăşurărilor acestuia. La schema în punte, valoarea efectivă a curentului în înfăşurarea secundară, $I_{2\ punte}$, se determină având în vedere că $i_d(t) = I_d$. Prin definiție: $I_{2\ punte} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_2^2 \cdot dt}$.

Deoarece $i_2(t) = \pm I_d$, prin înlocuire se obține:

$$I_{2\ punte} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_d^2 \cdot d\theta} = I_d \qquad (2.\ 6)$$

Puterea calculată a secundarului la schema în punte este:

$$S_{2\ punte} = E_2 \cdot I_{2\ punte} = 1{,}11 \cdot P_d$$

unde P_d este puterea în sarcină, egală cu $U_d \cdot I_d$.

La schema în punte, curenţii şi tensiunile în înfăşurările primară şi secundară au aceeaşi formă, deci $S_{1\ punte} = S_{2\ punte}$. Puterea calculată a transformatorului la schema în punte în cazul sarcinii activ-inductive este:

$$S_{T\ punte} = \frac{S_{1punte} + S_{2punte}}{2} = 1{,}11 \cdot P_d \qquad (2.\ 7)$$

În mod similar, se poate analiza funcţionarea în sarcină RL şi pentru schema cu nul. Procesele de bază în ambele scheme sunt similare, deosebirea fiind numai că la schema cu nul tensiunea inversă pe diode este de două ori mai mare decât la schema în punte, iar curentul înfăşurării secundare a transformatorului repetă forma curentului diodei, I_a, şi valoarea sa efectivă este:

$$I_{2\ nul} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_d^2 \cdot d\theta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \qquad (2.6')$$

Rezultatele calculului parametrilor de bază ai schemelor de redresare cu nul şi în punte la funcţionarea în sarcină R şi RL sunt prezentate în tabelul 2.1.

Tabel 2.1 – Parametrii principali ai redresoarelor monoalternanţă

Schema de redresare	Tipul sarcinii	$\frac{U_d}{E_2}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{U_{inv}}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{k_{tr} I_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$
cu nul	R	0,9	0,5	3,14	0,79	1,11	1,48
	RL	0,9	0,5	3,14	0,7	1	1,34
în punte	R	0,9	0,5	1,57	1,11	1,11	1,23
	RL	0,9	0,5	1,57	1	1	1,11

Raportul de transformare la ambele scheme este: $k_{tr} = \frac{E_2}{E_1} = 1{,}11\frac{U_d}{E_1}$

Se pot trage următoarele concluzii:

- la tensiuni de ieşire relativ mici, când important este randamentul schemei (de exemplu, când $U_d < 50 \div 100$ V), iar tensiunea inversă aplicată pe diode nu prezintă importanţă, este de preferat schema cu nul, la care curentul în sarcină trece printr-o singură diodă şi, din această cauză, pierderile sunt de două ori mai mici;
- în toate celelalte cazuri, este de preferat schema în punte, la care, atunci când există transformator, acesta este mai simplu şi puterea necesară este mai mică. Ultima situaţie se explică prin faptul că prin înfăşurarea

secundară curentul circulă pe durata întregii perioade, în timp ce, la schema cu nul, numai pe durata unei semiperioade.

2.4. Filtre pentru redresoare de mică putere

La ieşirea grupului redresor se cuplează un filtru, care are rolul reducerii componentei alternative u_p. Componenta utilă constantă, U_d, trebuie să fie transmisă în sarcină pe cât posibil fără pierderi. Cele mai utilizate sunt filtrele de netezire de tipul L (figura 2.5.a), LC (figura 2.5.b), C (figura 2.5c) şi RC (figura 2.5.d). Prin cuplarea filtrelor, se formează filtre multiple: LC-LC, C-RC, LC-RC, etc.

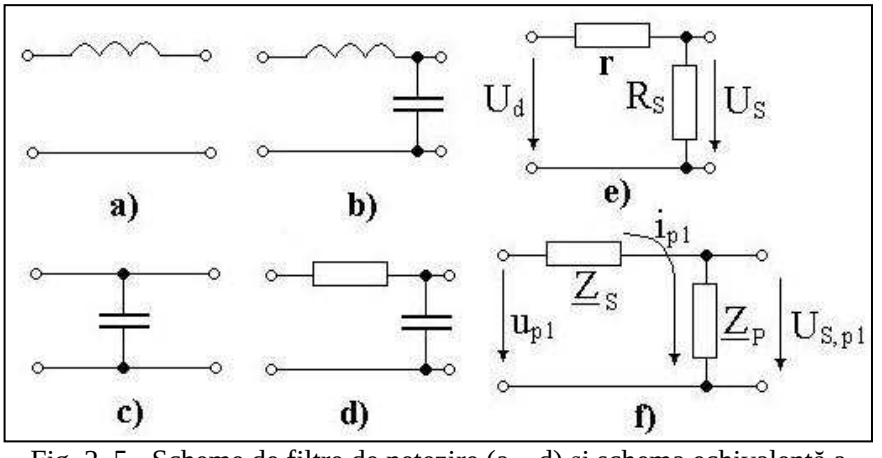


Fig. 2. 5 – Scheme de filtre de netezire (a – d) şi schema echivalentă a filtrelor pentru componenta continuă (e) şi cea alternativă (f)

Mărimea caracteristică a unui filtru este factorul de netezire, egal cu raportul factorilor de ondulație la intrarea, respectiv la ieşirea filtrului:

$$\delta = \frac{\gamma_1}{\gamma_2} = \frac{\dfrac{U_{p1m}}{U_d}}{\dfrac{U_{S-p1m}}{U_S}} \qquad (2.\ 8)$$

unde U_d este tensiunea de ieşire a grupului redresor, $U_{s,p1m}$ este amplitudinea primei armonici a pulsațiilor la ieşirea filtrului şi U_s este valoarea medie a tensiunii la ieşirea filtrului.

În figura 2.5.e este prezentată schema echivalentă pentru componenta continuă a filtrelor simple L şi LC, unde r este rezistența activă a înfăşurării bobinei filtrului. Tensiunea constantă la ieşirea filtrului este egală cu tensiunea pe ramura inferioară a divizorului compus din rezistențele r şi R_S:

$U_S = \frac{U_d R_S}{r + R_S}$. În figura 2.5.f este prezentată schema echivalentă pentru componenta alternativă (armonica I, $\omega_p = 2 \cdot \omega_{rețea}$): $\underline{Z}_S$ este impedanța elementului serie a filtrului, iar $\underline{Z}_P$ este impedanța elementului paralel al filtrului, care include şi rezistența de sarcină. Amplitudinea primei armonici a componentei alternative a tensiunii pe sarcină, U_{Sp1m} este egală cu căderea de tensiune pe $\underline{Z}_P$ datorită curentului alternativ I_{p1m}. Acesta depinde de tensiunea alternativă la intrarea filtrului, U_{p1m} şi de mărimile $\underline{Z}_S$ şi $\underline{Z}_P$. Cu cât este mai mare $\underline{Z}_S$ şi cu cât este mai mic $\underline{Z}_P$, cu atât este mai mică componenta alternativă la ieşire şi este mai mare factorul de netezire.

Pentru filtrul L: $|\underline{Z}_P| = R_S$; $|\underline{Z}_S| = \omega_p \cdot L$, de unde:

$$U_{Sp1m} = I_{p1m} \cdot R_S = \frac{U_{p1m} R_S}{\sqrt{(\omega_p L)^2 + R_S^2}}.$$

Din aceasta, se obține factorul de netezire:

$$\delta_L = \frac{U_{p1m}}{U_d} \frac{U_S}{U_{S-p1m}} = \frac{\sqrt{(\omega_p L)^2 + R_S^2}}{R_S + r}$$

În practică sunt adevărate relațiile: $R_S >> r$ şi $\omega_p \cdot L >> R_S$ şi atunci:

$$\delta = \frac{\omega_p L}{R_S} = \frac{|\underline{Z}_S|}{|\underline{Z}_P|}$$

Se observă că la schemele ce funcționează cu curenți mari (când R_S este mic), eficacitatea filtrării creşte.

La filtrul LC, condensatorul şuntează sarcina în componenta alternativă, deoarece $X_C = \frac{1}{\omega_p C} < 0{,}1 \cdot R_S$, din care cauză $|\underline{Z}_P| = \frac{1}{\omega_p C}$ şi

$$\delta_{LC} = \frac{|\underline{Z}_S|}{|\underline{Z}_P|} = \frac{\omega_p L}{\frac{1}{\omega_p C}} = \omega_p^2 LC$$

Din aceasta, cunoscând δ_{LC}, se determină LC.

Exemplu de calcul:

Să se calculeze redresorul cu nul monofazat cu filtru LC, cunoscându-se valorile U_S = 25 V, I_S = 0,5 A, γ_2 = 0,05. Se neglijează pierderile în bobină şi în diode. Să se determine tensiunea şi curentul înfăşurărilor secundare ale transformatorului, U_2 şi I_2, puterea sa calculată S_T, parametrii diodelor I_a, I_{am}, U_{inv} şi valorile L şi C.

Rezolvare:

$U_d = U_S = 25$ V ; $U_2 = 1{,}11 \cdot U_d = 1{,}11 \cdot 25 = 27{,}5$ V ; $I_d = I_S = 0{,}5$ A

$I_2 = I_d/\sqrt{2} = 0{,}5/\sqrt{2} = 0{,}35$ A ; $S_T = 1{,}34 \cdot U_d I_d = 1{,}34 \cdot 25 \cdot 0{,}5 = 16{,}75$ VA ; $I_{am} = I_d = 0{,}5$ A ; $I_a = I_d/2 = 0{,}5/2 = 0{,}25$ A ; $U_{inv} = \pi \cdot U_d = 3{,}14 \cdot 25 = 78$ V; $\gamma_1 = 2/(2^2 - 1) = 0{,}67$; $\delta = \gamma_1/\gamma_2 = 0{,}67/0{,}05 = 13$.

Se consideră că $X_C = 0{,}1 \cdot R_S = 0{,}1 \cdot U_S/I_S = 0{,}1 \cdot 25/0{,}5 = 0{,}5$.

Atunci, $C = 1/(\omega_p X_C) = 1/(2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 5) = 300$ μF. $L = \delta/\omega_p^2 C = 13/(2 \cdot 2\pi \cdot 50)^2 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 0{,}1$ H.

2.5. Funcționarea şi calculul redresorului cu filtru capacitiv

Când sarcina consumă curenți relativ mici de la redresor, se folosesc de obicei filtre cu condensator. La cuplarea redresorului din fig. 2.6.a, tensiunea pe condensator şi pe sarcină, u_d, creşte de la o perioadă la alta (fig. 2.6.b). În intervalele când $e_2 > U_d$, de exemplu când $0 < \theta < \theta_1$, dioda D_1 se deschide şi condensatorul se încarcă cu curentul de impuls i_{a1} (fig. 2.6.c).

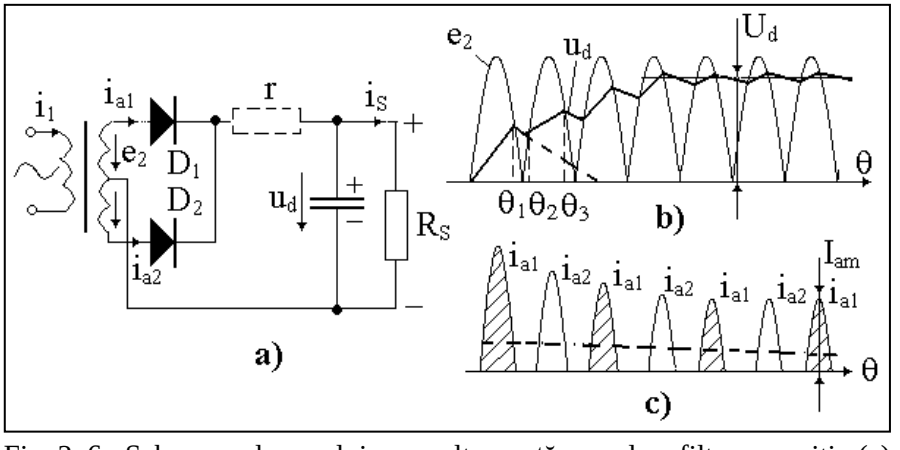


Fig. 2. 6 – Schema redresorului monoalternanță cu nul cu filtru capacitiv (a) şi diagramele de timp ale tensiunilor şi curenților redresorului (b, c)

Astfel, diferența tensiunilor $e_2 - u_d$ se aplică pe rezistența r, egală cu suma dintre rezistența diodei, a secundarului transformatorului şi cea a primarului reflectată în secundar. Când $e_2 < u_d$ şi $\theta_1 < \theta < \theta_2$, dioda se blochează şi condensatorul se descarcă parțial pe sarcină. Pe măsura creşterii tensiunii u_d, durata impulsului de curent de încărcare a condensatorului se micşorează, iar timpul de descărcare a condensatorului se măreşte, din care motiv, după un timp oarecare, tensiunea u_d începe să oscileze în jurul valorii medii stabilizate U_d. Datorită timpului scurt de conducție în regim stabilizat, valoarea amplitudinii curentului diodei I_{am} poate fi de 5 ÷ 7 ori mai mare decât valoarea sa medie, I_a (fig. 2.6.c). La cuplarea sursei de alimentare, această depăşire este şi mai mare şi, pentru limitarea saltului inițial al

curentului de încărcare a condensatorului, se introduce uneori o rezistență suplimentară de limitare, r care, împreună cu condensatorul, formează filtrul RC (fig.2.5.f). Cu cât este mai mare rezistența de sarcină R_S, cu atât mai mare este constanta de timp a circuitului de încărcare a condensatorului $\tau = C \cdot R_S$ şi, de asemenea, U_d, care la mersul în gol ($R_S = \infty$) este egală cu $U_{d\infty} = E_{2\infty} = \sqrt{2}\, E_2$. Odată cu creşterea lui τ, se micşorează pulsațiile tensiunii de ieşire. În acest fel, când sarcina redresorului este capacitivă, se pot distinge următoarele particularități în comparație cu redresorul cu sarcină activă: durata mică şi amplitudinea mare a curentului anodic; creşterea tensiunii de ieşire; pulsații mici ale tensiunii de ieşire; dependența puternică a valorii medii a tensiunii de ieşire în funcție de rezistența sarcinii.

Calculul redresorului cu filtru capacitiv se face astfel: se neglijează pulsațiile tensiunii de ieşire, având în vedere că redresorul funcționează la tensiunea constantă U_d (figura 2.7.a). Pentru o asemenea aproximare, impulsul de curent anodic este simetric. Se notează durata acestuia cu 2Θ, unde unghiul Θ se numeşte unghiul de tăiere a curentului anodic. Valoarea instantanee a curentului anodic poate fi determinată pe baza căderii de tensiune $e_2 - u_d$ pe rezistorul r, prin care trece acest curent:

$$I_a = \frac{e_2 - u_d}{r} \qquad (2.\ 9)$$

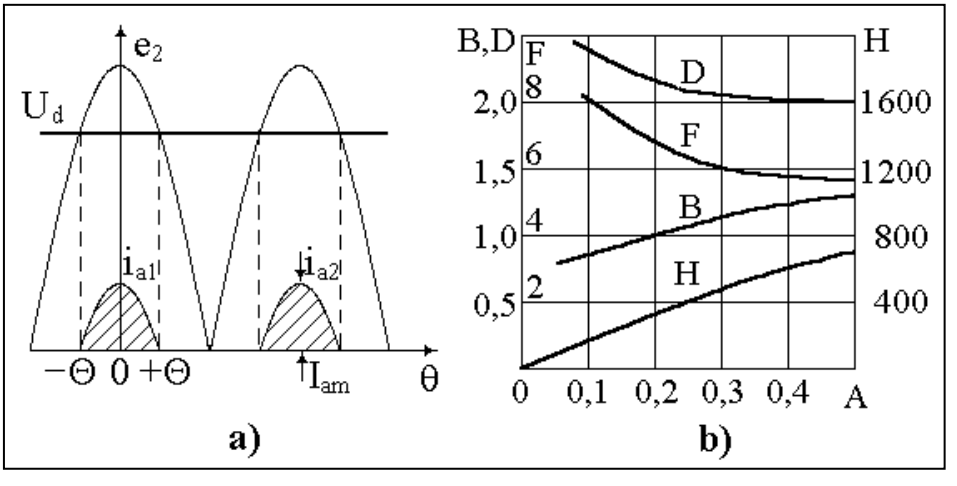


Fig. 2. 7 – Diagramele de timp ale tensiunilor şi curenților în cazul funcționării redresorului la tensiuni inverse (a) şi dependența coeficienților de calcul de parametrul A (b)

Tensiunea la bornele înfăşurării secundare a transformatorului este:

$$e_2 = \sqrt{2}\, E_2 \cdot \cos\theta$$

iar tensiunea pe sarcină poate fi exprimată prin unghiul de tăiere (fig. 2.7.a). Se introduce în relația (2.9) valoarea: $U_d = \sqrt{2}\, E_2 \cdot \cos\Theta$. Atunci:

$$i_a = \frac{\sqrt{2}}{r} E_2 \cdot (\cos\theta - \cos\Theta) = \frac{U_d}{r}\left(\frac{\cos\theta}{\cos\Theta} - 1\right).$$

Valoarea medie a curentului de sarcină este:

$$I_d = \frac{1}{\pi}\int_{-\Theta}^{\Theta} i_a d\theta = \frac{U_d}{\pi r}\int_{-\Theta}^{\Theta}\left(\frac{\cos\theta}{\cos\Theta} - 1\right)d\theta = A\frac{2U_d}{\pi r} \qquad (2.\ 10)$$

unde A este un coeficient de calcul care depinde de Θ.

Din relația (2.10), rezultă: $A = \frac{\pi r I_d}{2U_d} = \frac{\pi r}{2R_S}$.

Succesiunea de calcul a redresorului este următoarea: cunoscând R_S şi r, se determină A; se calculează Θ; se determină toți curenții şi tensiunile în redresor.

Pentru comoditatea calculului, se pot folosi coeficienții ajutători B, F şi D, care sunt funcții de coeficientul A. Relațiile de calcul pentru redresoarele monofazate au forma următoare:

Schema cu nul	Schema în punte
$E_2 = B \cdot U_d$	$E_2 = B \cdot U_d$
$U_{inv} = \sqrt{2}\, E_2$	$U_{inv} = \sqrt{2}\, E_2$
$I_a = I_d/2$	$I_a = I_d/2$
$I_{am} = F \cdot I_a$	$I_{am} = F \cdot I_a$
$I_2 = D \cdot I_a$	$I_2 = \sqrt{2}\, D \cdot I_a$
$k_t = E_2/E_1$	$k_t = E_2/E_1$
$I_1 = \sqrt{2}\, k_t \cdot I_2$	$I_1 = k_t \cdot I_2$
$S_t = 1{,}7 \cdot P_d$	$S_t = 1{,}4 \cdot P_d$

Factorul de ondulație al tensiunii de ieşire se determină prin coeficientul H: $\gamma = \frac{H}{Cr}$, unde C este exprimat în μF. În figura 2.7.b se prezintă variația coeficienților B, D, F şi H în funcție de coeficientul A.

Exemplu de calcul:

Să se calculeze redresorul monofazat în punte cu filtru C, dacă: E_1 = 220 V, U_S = 100 V, I_S = 0,1 A, γ_2 = 0,05 şi r = 0,1·R_S. Să se determine parametrii diodelor I_a, I_{am}, U_{inv}, ai transformatorului, I_2, I_1, E_2, k_t, S_t şi capacitatea filtrului, C.

Rezolvare:

$A = \pi r/2R_S = \pi \cdot 0{,}1 \cdot R_S/2R_S = 0{,}157$. Din grafice, pentru A = 0,157 se determină: B = 0,9; D = 2,3; F = 7; H = 250. Atunci:

$E_2 = B \cdot U_d = B \cdot U_S = 0{,}9 \cdot 100 = 90$ V; $U_{inv} = \sqrt{2}\, E_2 = \sqrt{2} \cdot 90 = 127$ V;

$I_a = I_d/2 = I_S/2 = 0,1/2 = 0,05$ A; $I_{am} = F \cdot I_a = 7 \cdot 0,05 = 0,35$ A;
$I_2 = \sqrt{2}\, D \cdot I_a = \sqrt{2} \cdot 2,3 \cdot 0,05 = 0,16$ A; $k_t = E_2/E_1 = 90/220 = 0,4$;
$I_1 = k_t \cdot I_2 = 0,4 \cdot 0,16 = 0,064$ A; $S_t = 1,4 \cdot P_d = 1,4 \cdot U_S \cdot I_S = 1,4 \cdot 100 \cdot 0,1 = 14$ W;
$C = H/(\gamma_2 r) = 250/(0,05 \cdot 0,1 \cdot 100/0,1) = 50$ μF

Redresoarele cu filtru capacitiv se recomandă a fi utilizate pentru sarcini cu rezistență mare, când constanta de timp mare $\tau = R_S \cdot C$ se obține pentru valori relativ mici ale lui C; în acest caz se asigură componența armonică bună a tensiunii de ieşire a redresorului.

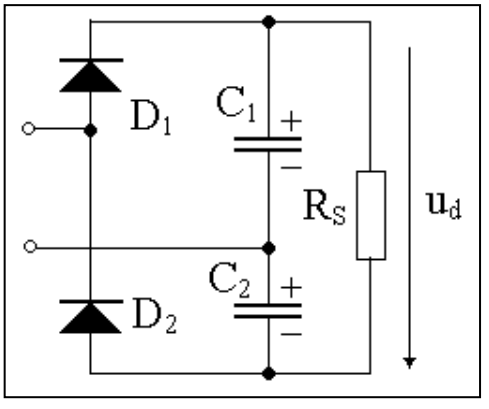


Fig. 2. 8 – Schema dublorului de tensiune

O varietate constructivă a redresoarelor cu filtru C este cea a redresoarelor cu multiplicarea tensiunii, care se folosesc atunci când sarcina are rezistență mare. Aceste dispozitive permit obținerea în sarcină a tensiunilor de câteva ori mai mari în comparație cu tensiunile furnizate de redresoarele analizate mai sus. În figura 2.8, este prezentată schema cu dublare de tensiune. Pe alternanța pozitivă a tensiunii de rețea, tensiunea pe anodul lui D_1 este pozitivă, dioda D_1 este deschisă şi, prin aceasta, se încarcă condensatorul C_1 până la o tensiune apropiată de amplitudinea tensiunii rețelei, $\sqrt{2}\, E_{1r}$. Descărcarea condensatorului C_1 prin circuitul de sarcină are loc foarte încet, pentru că acest circuit are rezistență mare. Când alternanța tensiunii de rețea este negativă, este deschisă dioda D_2 şi condensatorul C_2 se încarcă de asemenea până la o tensiune apropiată de amplitudinea tensiunii rețelei, $\sqrt{2}\, E_r$. În acest fel, tensiunea pe sarcină atinge $U_S = 2\sqrt{2}\, E_r$. Multiplicatoarele de tensiune, care conțin circuite suplimentare cu diode şi condensatoare, permit obținerea de tensiuni şi mai mari în sarcină.

2.6. Caracteristicile externe ale redresoarelor de mică putere

Prin modificarea rezistenței de sarcină, se modifică curentul în sarcină, I_S, ceea ce face să se modifice şi tensiunea de ieşire U_S. Caracteristica externă, sau de sarcină a redresorului este relația dintre valoarea medie a tensiunii redresate şi valoarea medie a curentului în sarcină: $U_S = f(I_S)$ (figura 2.9). Pentru sursa de tensiune de alimentare ideală, caracteristica sa externă este o dreaptă orizontală, U_S = ct. (curba 1). La redresoarele fără filtru şi cu filtru L, caracteristicile externe sunt aproape liniare şi au înclinare mică. Ecuația caracteristicii externe în acest caz are forma:

$$U_S = E_S - N \cdot \Delta U_a - I_S \cdot R_{int} \qquad (2.\ 11)$$

unde $E_S = U_{S\infty} = 0{,}9 \cdot E_2$ este tensiunea a redresorului, egală cu valoarea efectivă a tensiunii de ieşire a sursei ideale de alimentare, N este numărul diode care conduc curent în acelaşi timp, ΔU_a este valoarea medie a căderii de tensiune pe o diodă care conduce curent, R_{int} este rezistența internă a redresorului.

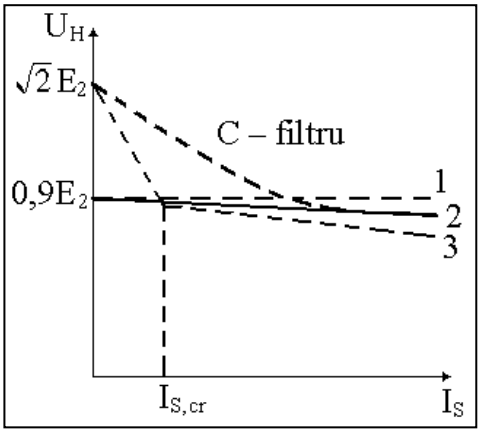


Fig. 2. 9 – Caracteristicile externe ale redresoarelor de mică putere

În regimurile analizate, diodele redresorului conduc curent pe durata intervalului unghiular $\lambda = \pi$, din care cauză, la ieşirea grupului redresor se obține tensiunea $u_d(t)$, arătată în figura 2.2.b. Micşorarea valorii medii a tensiunii pe sarcină la creşterea curentului este determinată de pierderile în transformator, în diode şi în bobina de netezire (curba 2 din figura 2.9). Un alt caracter, de cădere abruptă, are caracteristica externă a redresorului în cazul funcționării cu filtru capacitiv. Tensiunea de ieşire la mersul în gol este $U_{S\infty} = \sqrt{2}\, E_2$. Prin micşorarea lui R_S, se produce descărcarea rapidă a condensatorului în pauzele dintre impulsurile de curent şi micşorarea

tensiunii U_S. Acest regim se caracterizează prin faptul că λ depinde de sarcină şi $\lambda < \pi$.

Când se lucrează cu filtru LC şi $I_S < I_{Scr}$, curentul de intrare al filtrului are caracter intermitent, $\lambda < \pi$ şi, în regim de mers în gol, la fel ca şi la funcționarea cu filtru C, $U_{S\infty} = \sqrt{2}\, E_2$. La utilizarea practică a surselor de alimentare, acest sector de cădere abruptă a caracteristicii externe este nedorit (curba 3 din figura 2.9). Dacă $I_S > I_{Scr}$, caracteristica externă a redresorului cu filtru LC are o înclinare mică şi este definită de formula (2.11), curentul de intrare al filtrului în acest caz fiind neîntrerupt, $\lambda = \pi$, iar la intrarea filtrului se aplică o tensiune a cărei formă este arată în figura 2.2.b.

2.7. Stabilizatoare de tensiune

Tensiunea de ieşire a unui stabilizator depinde atât de tensiunea de intrare a acestuia, cât şi de circuitul de sarcină (circuitul de ieşire), astfel încât, variația tensiunii de ieşire poate fi scrisă:

$$dU_{ies} = \frac{\partial U_{ies}}{\partial U_{int}} dU_{int} + \frac{\partial U_{ies}}{\partial I_{ies}} dI_{ies}$$

de unde:

$$\frac{dU_{ies}}{U_{ies}} = \frac{\partial U_{ies}}{\partial U_{int}} \frac{U_{ies}}{U_{int}} \frac{dU_{int}}{U_{int}} + \frac{\partial U_{ies}}{\partial I_{ies}} \frac{I_{ies}}{U_{ies}} \frac{dI_{ies}}{I_{ies}}$$

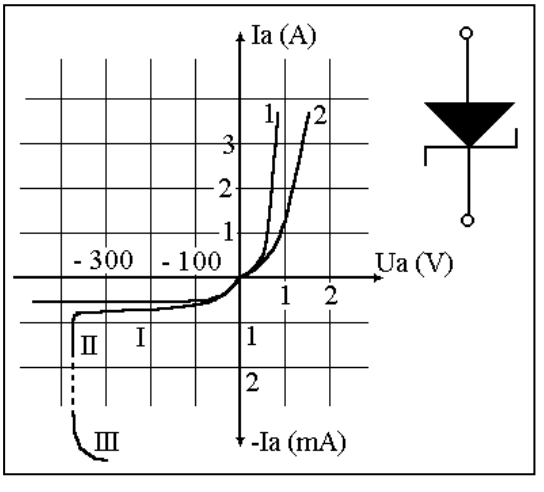


Fig. 2. 10 – Caracteristica ideală (1) şi reală (2) a diodei stabilizatoare

Introducând notații şi trecând la variații finite, se obține:

$$\frac{\Delta U_{ies}}{U_{ies}} = \frac{1}{k_{st}} \frac{\Delta U_{int}}{U_{int}} + \frac{R_{ies}}{R_S} \frac{\Delta I_{ies}}{I_{ies}}$$

unde $k_{st} = \left.\frac{\frac{\Delta U_{int}}{U_{int}}}{\frac{\Delta U_{ies}}{U_{ies}}}\right|_{I_{ies}=ct}$ este factorul de stabilizare, egal cu raportul variațiilor relative ale tensiunilor de intrare şi ieşire şi $R_{ies} = \left.\frac{\Delta U_{ies}}{\Delta I_{ies}}\right|_{U_{int}=ct}$ este rezistența internă a stabilizatorului (rezistența de ieşire).

Stabilizatoarele se împart în două categorii: stabilizatoare parametrice şi stabilizatoare cu compensare.

Stabilizatorul parametric se bazează pe utilizarea unui element cu caracteristică neliniară, de exemplu o diodă stabilizatoare (Zener), a cărei caracteristică este cea din figura 2.10. În cazul când tensiunea de străpungere este mică, puterea care se disipă în dispozitiv în domeniul II al ramurii de polarizare inversă a caracteristicii este mică, motiv pentru care este posibilă funcționarea îndelungată a dispozitivului. Acest regim de funcționare se foloseşte la stabilizatoare cu diode cu siliciu, special destinate pentru stabilizarea tensiunii. Domeniul de lucru este domeniul II, care se caracterizează prin tensiunea de stabilizare şi este limitat de valorile maximă şi minimă de curent la variația tensiunii de stabilizat, ΔU. Se defineşte rezistența dinamică a stabilizatorului: $r_{st} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$. Ideal, această rezistență dinamică ar trebui să fie egală cu zero.

Schema stabilizatorului parametric este prezentată în figura 2.11. Tensiunea de intrare a stabilizatorului trebuie să fie mai mare decât tensiunea de stabilizare (străpungere) a diodei stabilizatoare, U_{st}. Pentru limitarea curentului prin stabilizator, se montează un rezistor de balast, R_b. Tensiunea de ieşire se culege la bornele diodei stabilizatoare. O parte din tensiunea de intrare U_{int} se pierde pe rezistorul R_b, iar cealaltă parte se aplică pe sarcină.
$U_{int} = (I_{st} + I_{ies})R_b + U_{ies}$. Dacă se are în vedere că $I_{ies} = U_{ies}/R_s$ se obține:

$$U_{int} = (I_{st} + U_{ies}/R_S)R_b + U_{ies} = I_{st}R_b + U_{ies}(R_b/R_S + 1) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \quad I_{st} = \frac{U_{int} - U_{ies}\left(\frac{R_b}{R_S} + 1\right)}{R_b}$$

Curentul maxim prin dioda stabilizatoare, I_{max}, trece atunci când se îndeplinesc condițiile: $U_{int} = U_{int\,max}$ şi $R_s = \infty$, iar curentul minim prin dioda stabilizatoare, I_{min}, trece când $U_{int} = U_{int\,min}$ şi $R_s = R_{s\,min}$

$$I_{max} = \frac{U_{int\,max} - U_{ies}}{R_b} \;;\; I_{min} = \frac{U_{int\,min} - U_{ies}\left(\frac{R_b}{R_{S\,min}} + 1\right)}{R_b}$$

Dacă se asigură condițiile: $I_{max} < I_{st\,max}$, $I_{min} > I_{st\,min}$, în care cei doi curenți, $I_{st\,max}$ şi $I_{st\,min}$ sunt curenții diodei stabilizatoare care limitează sectorul de stabilizare, unde tensiunea pe sarcină este stabilă şi egală cu U_{st}, din formula lui I_{min} rezultă: $R_b = \frac{U_{int\,min} - U_{st}}{I_{st\,min} + \frac{U_{st}}{R_{S\,min}}}$. Prin creşterea U_{int}, creşte curentul I_{st}, se măreşte căderea de tensiune pe R_b, $U_{ies} = U_{st}$. Prin creşterea rezistenței de sarcină R_s, se micşorează curentul de sarcină, creşte cu aceeaşi valoare curentul prin diodă, căderea de tensiune pe R_b şi pe sarcină rămânând neschimbate.

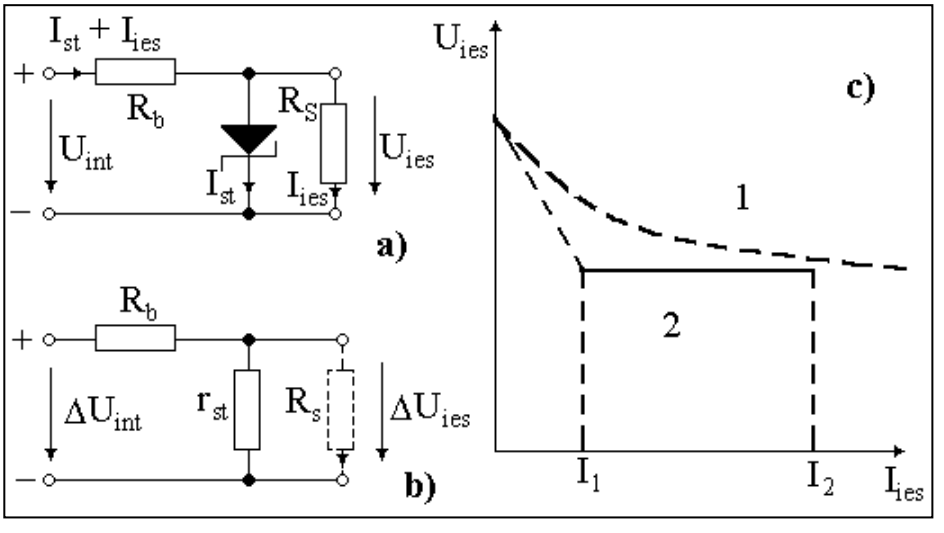


Fig. 2. 11 – Schema stabilizatorului parametric (a), schema echivalentă (b) şi caracteristica redresorului (c) cu stabilizator (curba 2) şi fără stabilizator (curba 1)

Pentru determinarea lui k_{st} şi R_{ies}, se foloseşte schema echivalentă a stabilizatorului, din figura 2.11.b. Elementul neliniar funcționează în sectorul de stabilizare, unde rezistența lui în curent alternativ, $r_{st} = \frac{\Delta U_{st}}{\Delta I_{st}}$ reprezintă parametrul dispozitivului. Se obține: $\frac{\Delta U_{ies}}{\Delta U_{int}} = \frac{r_{st} \| R_S}{R_b + r_{st} \| R_S}$. Având în vedere

că $r_{st} << R_s$ şi $r_{st} << R_b$, se obține: $k_{st} = \frac{R_b}{r_{st}} \frac{U_{ies}}{U_{int}}$. Pentru determinarea rezistenței la ieşirea stabilizatorului R_{ies}, se foloseşte teorema generatorului echivalent şi se consideră $\Delta U_{int} = 0$; atunci, $R_{ies} = r_{st} \parallel R_b \approx r_{st}$.

Formulele pentru k_{st} şi R_{ies} arată că parametrii stabilizatorului sunt determinați de parametrii diodei stabilizatoare utilizate. De obicei, pentru stabilizatorul parametric, k_{st} nu este mai mare de 20 ÷ 40, iar R_{ies} se găseşte în limitele de la câțiva ohmi până la câteva sute de ohmi. În unele cazuri, aceşti parametri sunt insuficienți şi atunci se folosesc stabilizatoarele cu compensare.

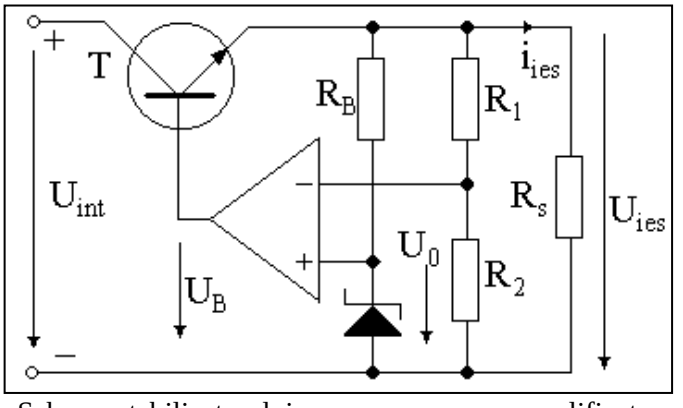


Fig. 2. 12 – Schema stabilizatorului cu compensare cu amplificator operațional

În figura 2.12 se prezintă una dintre schemele cele mai simple de stabilizator cu compensare, la care sarcina se cuplează la sursa tensiunii de intrare printr-un element neliniar de reglare, un tranzistor. Pe baza tranzistorului se aplică prin amplificatorul operațional AO semnalul de reacție negativă. La intrarea AO se aplică tensiunea de la divizorul de tensiune, $U_{ies} \cdot R_2/(R_1 + R_2) = U_{ies} \cdot \gamma$ şi tensiunea de referință (etalon), U_0. Considerând că tensiunea U_{int} creşte, datorită cărui fapt creşte şi U_{ies}, la intrarea inversoare a AO se aplică o tensiune mărită cu $\Delta U_{ies} \cdot \gamma$, iar la ieşirea AO apare o scădere a tensiunii, ΔU_b. Pe joncțiunea emitor-bază a tranzistorului T se aplică tensiunea $U_b - U_{ies}$.

În regimul variabil, $\Delta U_{BE} = \Delta U_B - \Delta U_{ies} < 0$, curentul de colector al tranzistorului T scade şi tensiunea U_{ies} se reduce până la valoarea inițială. În mod similar se prelucrează şi variația lui U_{ies} când se măreşte sau se micşorează R_s: prin modificarea lui U_{ies}, apare o variație ΔU_{BE} de semn corespunzător şi, drept urmare, se modifică curentul de colector al tranzistorului, I_{ies}. Tensiunea dintre intrările AO în mod practic este egală cu zero. În stabilizatoare, funcționarea circuitului de reacție negativă menține egalitatea $U_{ies} = U_0/\gamma$. Cu cât este mai mare amplificarea AO, cu atât mai

precis se îndeplineşte aceasta egalitate, cu atât este mai mare factorul de stabilizare k_{st} (care poate atinge valori de 10^3) şi cu atât este mai mică R_{ies} a stabilizatorului ($R_{ies} = 10^{-2} \div 10^{-3}\ \Omega$).

Ca sursă de tensiune de referinţă, la stabilizatoarele cu compensare se foloseşte schema stabilizatorului parametric cu diodă stabilizatoare. Stabilitatea lui U_0 este foarte mare pentru că, în procesul de funcţionare, regimul de lucru al diodei stabilizatoare practic nu se modifică şi curentul prin aceasta este stabil.

Stabilizatoarele cu compensare se fabrică sub formă integrată, cuprinzând elementul neliniar de reglare, amplificatorul operaţional, AO şi eventual tranzistorul T.

2.8. Surse de alimentare cu transformarea multiplă a energiei

Dimensiunile relativ mari ale surselor de alimentare sunt determinate în principal de transformator şi de bobinele filtrelor, care sunt calculate pentru funcţionarea la frecvenţă scăzută a reţelei.

În schema sursei de alimentare (figura 2.13), grupul redresor GR_1 se cuplează nemijlocit la reţea, iar pentru netezirea pulsaţiilor se foloseşte filtrul C_1. Rezistorul r, de valoare mică, poate fi cuplat pentru limitarea amplitudinii curentului în diodele grupului GR_1. Tensiunea redresată obţinută, U_p, se aplică convertorului de tensiune, realizat cu tranzistoarele $T_1 - T_4$.

Pe durata unei semiperioade de frecvenţă înaltă se aplică curenţii de comandă în bazele tranzistoarelor T_1 şi T_4 (dispozitivul de formare a acestor curenţi nu este prezentat în figură), tranzistoarele se saturează şi pe înfăşurarea primară a transformatorului de frecvenţă înaltă se aplică tensiunea U_p de polaritatea indicată în figură (semnele fără paranteze).

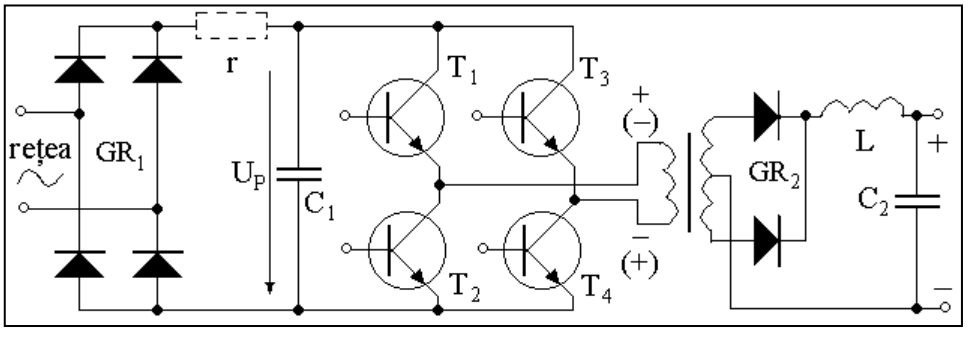


Fig. 2. 13 – Sursă de alimentare cu transformarea multiplă a energiei (schemă simplificată)

Pe durata celei de-a doua semiperioade, se aplică curenții de comandă şi se saturează T_2 şi T_3, iar la înfăşurarea primară a transformatorului se aplică tensiunea U_p, cu polaritatea indicată în paranteze. Frecvența de comutare a comutatorului de polaritate realizat cu tranzistoarele T_1, T_2, T_3, T_4 se alege de ordinul $(1 \div 2)\cdot 10^4$ Hz şi chiar mai mult. Tensiunea dreptunghiulară din înfăşurarea primară a transformatorului se transferă în circuitul secundar, unde este redresată de grupul redresor GR_2 şi este netezită cu ajutorul filtrului LC_2. Gabaritul transformatorului şi cel al bobinei filtrului, L, sunt mici, pentru că, în acest caz, acestea se calculează pentru frecvențe mari. Deficiențele acestei scheme constau în reducerea randamentului datorită creşterii pierderilor prin transformarea multiplă a energiei electrice şi în creşterea prețului de cost, ca urmare a utilizării în comutatorul de polaritate a unor tranzistoare de tensiune mare (care trebuie să suporte tensiunea U_p). Cu toate acestea, în anumite aplicații, aceste scheme sunt de preferat.

3. CONVERTOARE DE MEDIE ŞI MARE PUTERE

3.1. Utilizarea convertoarelor în energetică şi electrotehnică

Domeniile de bază pentru utilizarea convertoarelor sunt cele privind transformarea energiei electrice de tensiune alternativă de frecvență standard, f_s = 50 Hz, în energie electrică de altă formă: curent continuu sau curent alternativ de frecvență nestandardizată sau de frecvență variabilă. Pentru alimentarea consumatorilor care folosesc o astfel de energie electrică, se folosesc diferite convertoare de frecvență cu diode sau tiristoare. Acestea pot fi directe, în care se realizează conversia singulară a energiei electrice (de obicei, la ieşire se obține tensiune de frecvență inferioară, f < 50 Hz) şi convertoare cu grup de curent continuu, care se compun dintr-un redresor care transformă curentul alternativ în curent continuu şi dintr-un invertor autonom, care transformă curentul continuu în curent alternativ de frecvență mai mică sau mai mare de 50 Hz, sau variabilă.

Un număr mare de consumatori de energie electrică de putere mare se cuplează la rețeaua industrială prin convertoare de diferite tipuri. Convertoarele reprezintă pentru rețea sarcini neliniare şi funcționarea acestora influențează puternic regimul rețelei şi calitatea energiei electrice. Un domeniu important de utilizare a convertoarelor îl reprezintă liniile de transport electric în rețelele şi sistemele electrice. Este vorba despre liniile de transport în curent continuu a energiei electrice la distanțe mari. O astfel de linie de transport are la intrare un redresor de putere cu tiristoare, care transformă curentul alternativ de frecvență de 50 Hz în curent continuu. La ieşirea liniei, se instalează invertorul, care transformă curentul continuu în curent alternativ.

Al doilea domeniu de utilizare al convertoarelor în electroenergetică este cel al surselor de putere reactivă cu tiristoare, care permit producerea şi reglarea puterii reactive pentru compensarea deficitului acesteia în sistemul energetic.

Al treilea domeniu este utilizarea convertoarelor pentru asigurarea funcționării agregatelor de bază ale centralelor electrice, în mod particular pentru excitarea turbogeneratoarelor sau hidrogeneratoarelor sincrone şi a compensatoarelor (schemele de excitare cu tiristoare), pentru pornirea generatoarelor de mare putere (de exemplu hidrogeneratoare).

Convertoarele sunt, de asemenea, necesare pentru sursele neconvenționale de energie electrică cum sunt bateriile solare, generatoarele magneto-hidro-dinamice, etc.

3.2. Redresorul monofazat comandat

În instalațiile energetice, redresoarele au o serie de caracteristici particulare cum sunt:

1. sarcina are caracter activ-inductiv; la curenți mari, inductanța rețelei care leagă convertorul cu sarcina, devine comparabilă cu rezistența sarcinii.
2. este necesar să se ia în considerație inductanța de dispersie a bobinelor transformatorului.
3. de obicei, redresoarele de putere mare se realizează trifazic, pentru că parametrii tehnici ai redresoarelor trifazate sunt superiori şi acestea asigură încărcarea uniformă a rețelei trifazice. Deseori este necesară reglarea sau stabilizarea tensiunii la ieşirea redresoarelor sau a puterii transferate în sarcină, ceea ce necesită utilizarea redresoarelor comandate.

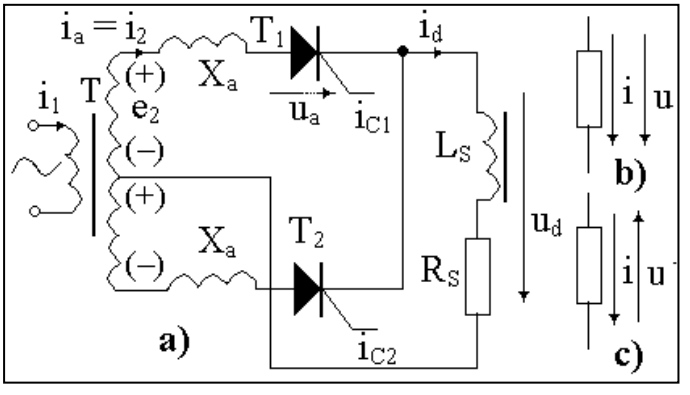


Fig.3. 1 – Redresor comandat cu nul (a); curenții şi tensiunile în circuitul de curent continuu la funcționarea ca sursă (c) sau consumator de energie (b)

În figura 3.1.a este prezentată schema redresorului monofazat comandat, cu punct median al transformatorului (schema cu nul). Acest redresor se deosebeşte de redresorul necomandat prin faptul că diodele se înlocuiesc cu tiristoare.

3.2.1. Funcționarea redresorului comandat monofazat în sarcină activă ($L_S = 0$)

Când polaritatea tensiunii rețelei este cea indicată în figura 3.1.a, tiristorul T_1 poate conduce curent dacă la electrodul său de comandă se aplică semnalul de comandă i_{C1}. Acesta se aplică cu o defazare în raport cu momentul de deschidere normală a lui T_1, la unghiul α, numit unghi de comandă (figura 3.2.a). Momentul de apariție a tensiunii pozitive pe anodul tiristorului se numeşte moment de deschidere naturală (în figura 3.2, pentru tiristorul T_1, acesta este momentul $\theta = 0$). Până la cuplarea tiristorului T_1 (pentru $\theta < \alpha$), tensiunea pe sarcină este $u_d = 0$. La cuplarea tiristorului, în

momentul $\theta = \alpha$, tensiunea u_d creşte brusc până la valoarea $u_d = e_2$, pentru că pe tiristorul deschis $u_a \approx 0$. Curentul trece prin semi-înfăşurarea superioară a transformatorului, prin tiristorul T_1 şi sarcină: $i_2(t) = i_a(t) = i_d(t)$. În cazul sarcinii active, curentul reproduce forma tensiunii (figura 3.2.a). La trecerea curentului prin sarcină, în aceasta se disipă putere activă.

Când $\theta = \pi$, curentul prin diodă şi curentul în sarcină devin egali cu zero şi tiristorul T_1 se închide. Până la deschiderea tiristorului T_2, apare în sarcină o pauză fără curent, pe durata intervalului $[\pi, (\pi + \alpha)]$. În momentul $\theta = \pi + \alpha$, se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T_2, acesta se deschide şi, în acest interval, $u_d = -e_2$, adică pe sarcină se aplică tensiunea de la bornele semi-înfăşurării inferioare a transformatorului. Curentul trece prin semi-înfăşurarea inferioară, tiristorul T_2 şi sarcină, păstrând sensul anterior.

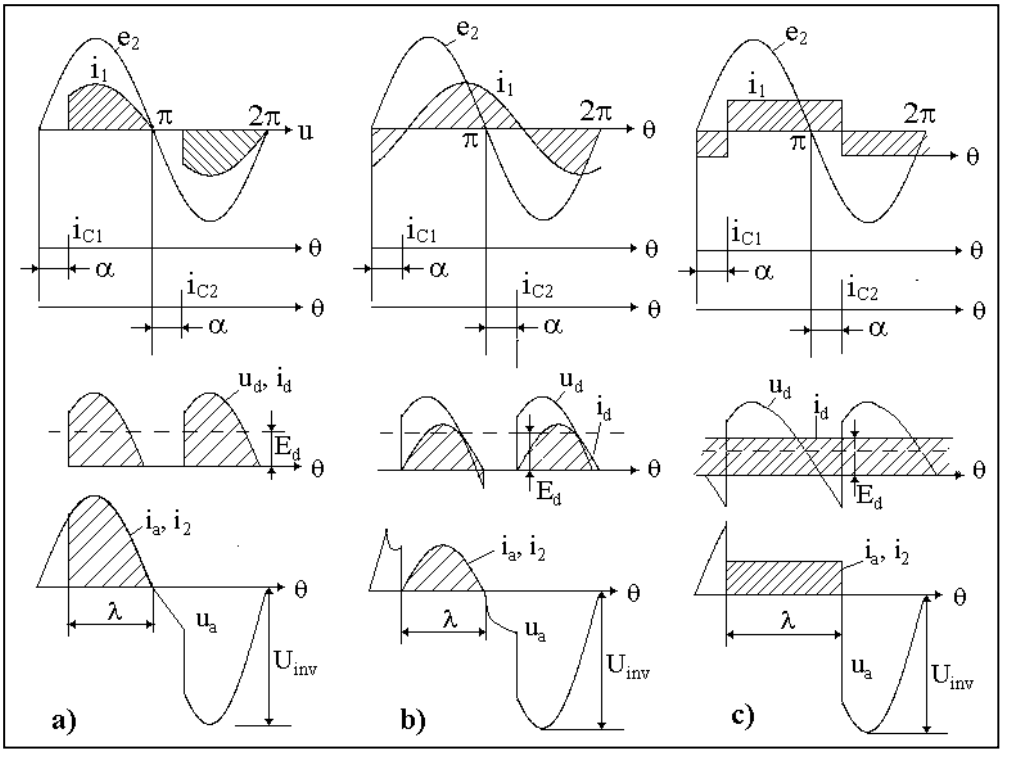


Fig.3. 2 – Diagramele de timp ale curenţilor şi tensiunilor în redresorul comandat cu nul, în cazul funcţionării în sarcină activă (a) şi activ-inductivă (b, c); regim cu întrerupere de curent (b); regim fără întrerupere de curent (c)

În momentul $\theta = 2\pi$, se produce blocarea tiristorului T_2. În intervalul de funcţionare a unui tiristor, pe tiristorul închis, $u_a = 2e_2$. Valoarea efectivă a tensiunii redresorului, egală la mersul în gol cu valoarea efectivă a tensiunii de ieşire, este:

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}E_2 \sin\theta \cdot d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi}(-\cos\theta)\Big|_{\alpha}^{\pi} = E_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2} \quad (3.\ 1)$$

unde $E_{d0} = 0{,}9 \cdot E_2$ este valoarea efectivă a tensiunii la ieşirea redresorului necomandat. Variația lui U_d în funcție de unghiul de comandă este reprezentată în diagramele de timp din figura 3.3.

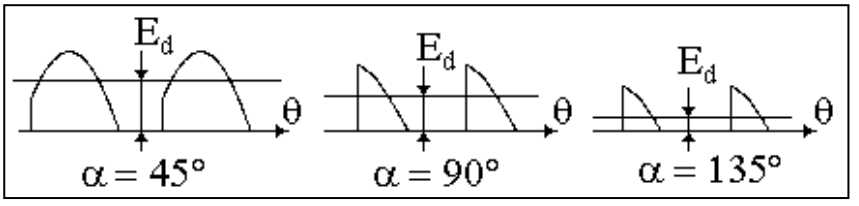


Fig.3. 3 – Forma tensiunii de ieşire la redresorul monofazat comandat cu sarcină activă, pentru diferite unghiuri de comandă

Odată cu creşterea lui α, creşte intervalul de pauză fără curent, când nu se transmite în sarcină putere din rețea. Dependența $u_d = f(\alpha)$ se numeşte caracteristică de reglare pentru sarcina activă şi este reprezentată în figura 3.4.a.

3.2.2. Regimul de curent intermitent la funcționarea în sarcină activ-inductivă

Inductanța L_S se opune creşterii curentului i_d (diagramele de timp din figura 3.2.b). După cuplarea tiristorului T_1, în momentul $\theta = \alpha$, puterea se transmite din rețea în sarcină, iar sensul tensiunii şi curentului în sarcină coincid (figura 3.1.b). Energia se acumulează în inductanța sarcinii.

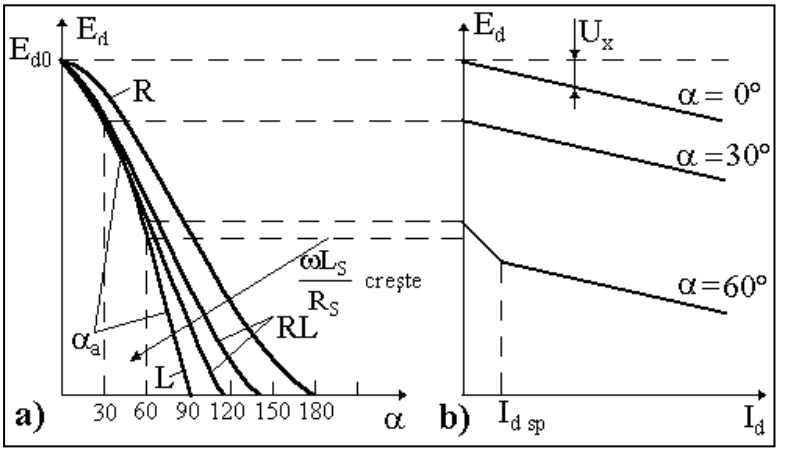


Fig.3. 4 – Caracteristicile de reglare la redresorul monofazat comandat (a) şi caracteristicile externe ale redresorului de putere medie şi mare (b)

În momentul $\theta = \pi$, tensiunea $u_d(\theta) = e_2(\theta)$ își modifică sensul, dar inductanța L_S tinde să întârzie scăderea curentului $i_d = i_a$ și T_1 continuă să conducă curent. Acum, sensurile tensiunii și curentului în sarcină sunt opuse (figura 3.1.c). Aceasta înseamnă că sarcina reprezintă o sursă de energie, adică întoarce energia acumulată în inductanță în rețeaua de alimentare. În această situație, o parte din această energie se pierde pe rezistența activă R_S. În momentul $\theta = \alpha + \lambda$, energia acumulată în inductanță este egală nulă, curentul $i_d = i_a$ scade la zero și T_1 se blochează. După pauza fără curent, în momentul $\theta = \pi + \alpha$, se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T_2 și procesele se repetă. Acest regim, când între intervalele de conducție ale tiristoarelor există pauze fără curent, se numește regim de curent intermitent. Apariția sectoarelor negative pe curba u_d, pe timpul revenirii energiei din sarcină în rețea, conduce la faptul că valoarea efectivă a tensiunii devine mai mică decât valoarea determinată cu formula (3.1).

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\lambda}\sqrt{2}E_2 \sin\theta \cdot d\theta \qquad (3.\ 2)$$

Tensiunea de ieșire depinde nu numai de unghiul de comandă, dar și de caracterul sarcinii (adică de $\omega_p \cdot L_S/R_S$), pentru că durata etapei de revenire a energiei acumulate în inductanță depinde de raportul dintre inductanța și rezistența activă a sarcinii. Prin creșterea inductanței sau prin micșorarea lui R_S, durata pauzei fără curent se micșorează, iar la atingerea egalității, $\lambda = \pi$ redresorul trece în regim de curent neîntrerupt.

3.2.3. Regimul de curent fără întrerupere la funcționarea în sarcină activ-inductivă

Acest regim este caracteristic pentru redresoarele de putere, la care, de obicei, $\omega_p \cdot L_S >> R_S$. Pentru asemenea raport al parametrilor, curentul de sarcină este continuu și bine netezit, valoarea sa instantanee fiind egală cu valoarea efectivă $i_d = I_d$ (figura 3.2.c). În intervalele de timp $[\alpha, \pi]$ și $[(\alpha + \pi), 2\pi]$, sensurile curentului și tensiunii în sarcină coincid, energia se transmite din rețea în sarcină și o parte a acestei energii se acumulează în inductanță. În intervalele $[0, \alpha]$ și $[\pi, (\pi + \alpha)]$, energia acumulată în inductanță se întoarce în rețeaua de alimentare, dar, în momentul cuplării tiristorului următor, energia acumulată în inductanță nu este încă egală cu zero. În regimul de curent neîntrerupt, durata de trecere a curentului prin diodă este $\lambda = \pi$, adică în orice moment de timp sarcina este cuplată la una din semi-înfășurările transformatorului. Valoarea efectivă a tensiunii redresorului în regim de curent neîntrerupt este:

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi}\sqrt{2}E_2 \sin\theta \cdot d\theta \qquad (3.2')$$

de unde, $E_d = E_{d0} \cdot \cos\theta$.

Caracteristica de reglare a redresorului în regim de curent fără întrerupere este prezentată în figura 3.4.a, ea reprezentând o cosinusoidă.

Pentru valori ale unghiului de comandă $\alpha > \alpha_{cr}$, energia acumulată în inductanță devine insuficientă pentru menținerea fără întrerupere a curentului în sarcină şi redresorul trece în regim de curent intermitent, când se micşorează sectorul negativ al curbei $u_d(t)$ şi creşte u_d. În cazul funcționării pe sarcină pur inductivă, $\alpha_{cr} = \pi/2$, adică durata etapei de acumulare a energiei în inductanță $[\alpha, \pi]$ este egală cu durata etapei de revenire a energiei din sarcină în rețea. Alegerea tiristoarelor şi calculul transformatorului la redresoarele comandate se face pe baza aceloraşi relații ca şi pentru redresoarele necomandate, pentru că cei mai mari curenți şi tensiuni pe elementele schemei corespund regimului $\alpha = 0$.

3.2.4. Comutarea curentului la redresoarele comandate monofazate

Să analizăm particularitățile regimului de funcționare a redresorului în regim de curent fără întreruperi cu transformatoare reale.

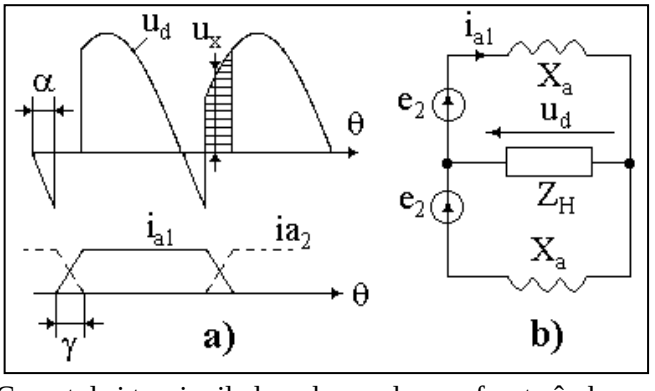


Fig.3. 5 – Curentul şi tensiunile la redresorul monofazat când se au în vedere procesele de comutație (a) şi schema de aplicare a tensiunii pe sarcină în intervalul de comutație (b)

La transformatoarele de putere medie şi mare, reactanțele înfăşurărilor X_{S1} şi X_{S2} determinate de fluxurile de disipare, sunt mult mai mari decât rezistențele lor active. Se transferă reactanțele inductive ale bobinelor primară şi secundară ale transformatorului în circuitele anodice ale tiristoarelor: $X_a = \omega L_a = X_{S2} + X'_{S1}$, unde X'_{S1} este reactanța inductivă a bobinei primare, transferată în bobina secundară. În paragraful 3.2.3, s-a presupus că, la $X = 0$, curentul tiristoarelor are formă dreptunghiulară. Dacă $X_a \neq 0$, reactanța X_a se opune variației rapide a curentului în tiristoare; când se aplică impulsul de comandă la tiristorul T_2, curentul tiristorului T_1 va scădea pe durata de timp corespunzătoare unghiului de comutare γ (figura

3.5.a). Pe durata aceluiaşi interval, va creşte curentul tiristorului T_2. În intervalul de comutație cele două tiristoare conduc curentul în acelaşi timp şi transformatorul devine cuplat la sarcină, aşa cum se vede din schema echivalentă din figura 3.5.b. Din această schemă, rezultă că $u_d = e_2 - X_a \frac{di_{a1}}{d\theta}$ şi, în acelaşi timp, $u_d = -e_2 - X_a \frac{di_{a2}}{d\theta}$. Dacă în sarcină curentul este netezit ideal, $\frac{di_{a1}}{d\theta} = -\frac{di_{a2}}{d\theta}$. Atunci, se obține că, în intervalul de comutație, tensiunea pe sarcină este egală cu semisuma tensiunilor electromotoare pe bobinele care conduc curent.

La redresorul monofazat (figura 3.5.a): $u_d = \frac{e_2 + (-e_2)}{2} = 0$. Pentru că, în intervalul de comutare, valoarea instantanee a tensiunii de ieşire scade cu valoarea u_x, valoarea efectivă de asemenea se micşorează:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\gamma}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} E_2 \sin\theta \cdot d\theta = E_d - U_x,$$

unde E_d se determină cu ajutorul formulei (3.2'), iar $U_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_x \cdot d\theta$.

Având în vedere că $u_x = L_a \frac{di_a}{dt}$, $d\theta = d(\omega t) = \omega \cdot dt$, iar $\omega \cdot L_a = X_a$ şi schimbând limitele de integrare, pentru că atunci când $\theta = \alpha$, $i_a = 0$, iar când $\theta = \alpha + \gamma$, $i_a = I_d$, se obține: $U_x = \frac{1}{\pi} \int_0^{I_d} X_a \cdot di_d = \frac{X_a I_d}{\pi}$

Prin urmare, datorită existenței inductanțelor transformatorului, valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină se micşorează odată cu creşterea curentului I_d, pentru că, în acest caz, creşte durata intervalului de comutare, γ. În acest fel, la redresorul monofazat:

$$U_d = E_d - \frac{X_a I_d}{\pi} \qquad (3.3)$$

În figura 3.4.b sunt reprezentate caracteristicile externe ale redresorului comandat monofazat, construite pe baza formulelor (3.3). Spre deosebire de redresoarele de putere mică, panta caracteristicilor externe ale redresoarelor de putere medie şi mare este determinată de procesele de comutare în regim de curent neîntrerupt în sarcină. Se poate constata din această figură că, atunci când $\alpha = 60°$, la creşterea lui R_S (şi micşorarea lui I_d) redresorul trece în regim de curent intermitent şi tensiunea U_d se măreşte, în conformitate cu forma caracteristicilor de reglare (figura 3.4.a).

Deficiența redresoarelor comandate în raport cu cele necomandate constă în creşterea pulsațiilor tensiunii de ieşire la creşterea unghiului de comandă, ceea ce se poate observa din compararea diagramelor de timp din figurile 3.3 şi 3.2. Descompunerea în serie Fourier a curbei tensiunii de ieşire u_d permite determinarea primei armonici. În regim de curent fără întreruperi, când se neglijează procesele de comutație, raportul dintre amplitudinea primei armonici şi valoarea efectivă E_d, determinate pe baza formulei (3.2), defineşte factorul de ondulație: $\gamma(\alpha) = \gamma_0 \sqrt{1 + m^2 \cdot tg^2 \alpha}$, unde γ_0 este factorul de ondulație când $\alpha = 0$, calculat cu ajutorul formulei (2.3). Expresia lui $\gamma(\alpha)$ este valabilă şi pentru alte scheme de redresare, la care $m > 2$. Redresorul monofazat comandat poate fi realizat în schema în punte (figura 2.4.a), caz în care toate diodele se înlocuiesc cu tiristoare. Procesele de bază la redresoarele cu nul şi în punte la redresoarele monofazate sunt similare.

3.3. Invertorul dependent monofazat

Invertorul dependent transmite energia din rețeaua de curent continuu în rețeaua de curent alternativ, în care tensiunea şi frecvența sunt determinate de alte surse de curent alternativ mai puternice. Schema cu nul monofazată a invertorului dependent este prezentată în figura 3.6.

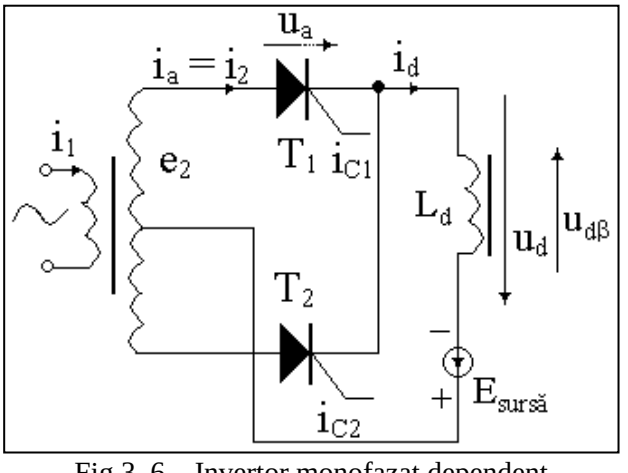


Fig.3. 6 – Invertor monofazat dependent

Compararea acesteia cu schema redresorului comandat din figura 3.1.a arată totala similitudine a elementelor acestora; deosebirea constă numai în aceea că, în locul rezistorului de sarcină R_S, la invertor se cuplează sursa de curent continuu, $E_{sursă}$, a cărei polaritate este inversă în raport cu tensiunea de ieşire a redresorului. Din această cauză, aceeaşi schemă cu tiristoare poate fi utilizată atât în regim de redresare cât şi în regim de

invertor, dar problema constă nu atât în diferența convertoarelor, ci în convertorul redresor-invertor, capabil să funcționeze în cele două regimuri arătate, care se deosebesc prin sensul fluxului de energie; la redresor, energia din rețeaua de curent alternativ ajunge în circuitul de curent continuu (u_d, i_d); la invertor, din rețeaua de curent continuu (u_d, i_d), energia trece în rețeaua de curent alternativ. Tensiunea u_d şi curentul i_d la invertor se numesc tensiune, respectiv curent de întoarcere. Să analizăm în continuare diagramele de timp din figura 3.2.a. În intervalul [α, π], polaritățile lui $u_d(t)$ şi $i_d(t)$ coincid (figura 3.1.b), prin urmare, puterea se transmite din circuitul de curent alternativ în sarcină. În intervalul [0, α], curentul îşi păstrează sensul, iar tensiunea u_d îşi schimbă sensul; prin urmare, circuitul de curent continuu întoarce energia în rețeaua de curent alternativ (figura 3.1.c). Evident, în regim de invertor, al doilea interval, în care energia se transmite în rețeaua de curent alternativ, trebuie să fie mai lung decât primul, adică

$$(\alpha - 0) > (\pi - \alpha) \Leftrightarrow \alpha \geq \frac{\pi}{2} \qquad (3.\ 4)$$

Expresia (3.4) reprezintă prima condiție de realizare a regimului de invertor. A doua condiție se referă la funcționarea circuitului de curent continuu în regim de sursă de energie, în care scop polaritatea tensiunii u_d şi sensul curentului i_d trebuie să fie de inverse.

Cuplarea sursei $E_{Sursă}$ cu minusul la catozii tiristoarelor face să crească durata λ, de trecere a curentului prin tiristoarele invertorului şi, când $\lambda = \pi$, se realizează regimul de curent fără întrerupere. În figura 3.7.a, sunt prezentate diagramele de timp la funcționarea invertorului dependent fără a lua în considerație procesele de comutare ($X_a = 0$, $\gamma = 0$). Compararea diagramelor din figurile 3.7.a şi 3.2.c arată că la aceste diagrame sunt diferite numai valorile unghiului de comandă; $\alpha < \pi/2$ la redresor şi $\alpha > \pi/2$ la invertor. În momentul $\theta = \alpha$, se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T_1; la deschiderea tiristorului, $u_d = e_2$, curentul trece prin semi-înfăşurarea superioară a transformatorului, tiristorul T_1 şi circuitul de curent continuu L_d - $E_{Sursă}$. În acest caz, tensiunea u_d şi curentul i_d au acelaşi sens şi energia se transmite din circuitul de curent alternativ în circuitul de curent continuu. În momentul $\theta = \pi$, se modifică polaritatea, $e_2 = u_d$ şi începe transmiterea energiei din circuitul de curent continuu în circuitul de curent alternativ. Menținerea curentului prin dispozitivul de redresare când tensiunea pe anod este negativă, se asigură prin aplicarea pe catod a potențialului negativ al sursei, E_{sursa}. În momentul $\theta = \pi + \alpha$, impulsul de comandă se aplică la T_2 şi procesul se repetă.

În figura 3.8.a este prezentată caracteristica completă de reglare a convertorului cu tiristoare în regim de curent fără întrerupere. Când $\alpha < \frac{\pi}{2}$,

$U_d > 0$ şi convertorul este redresor; când $\alpha > \frac{\pi}{2}$, $U_d < 0$, se realizează regimul invertor. La analiza invertorului, se utilizează notaţiile: $\beta = \pi - \alpha$ (conform figurii 3.7.a) este unghiul de avans şi $E_{d\beta} = - E_d$ este tensiunea inversă a invertorului.

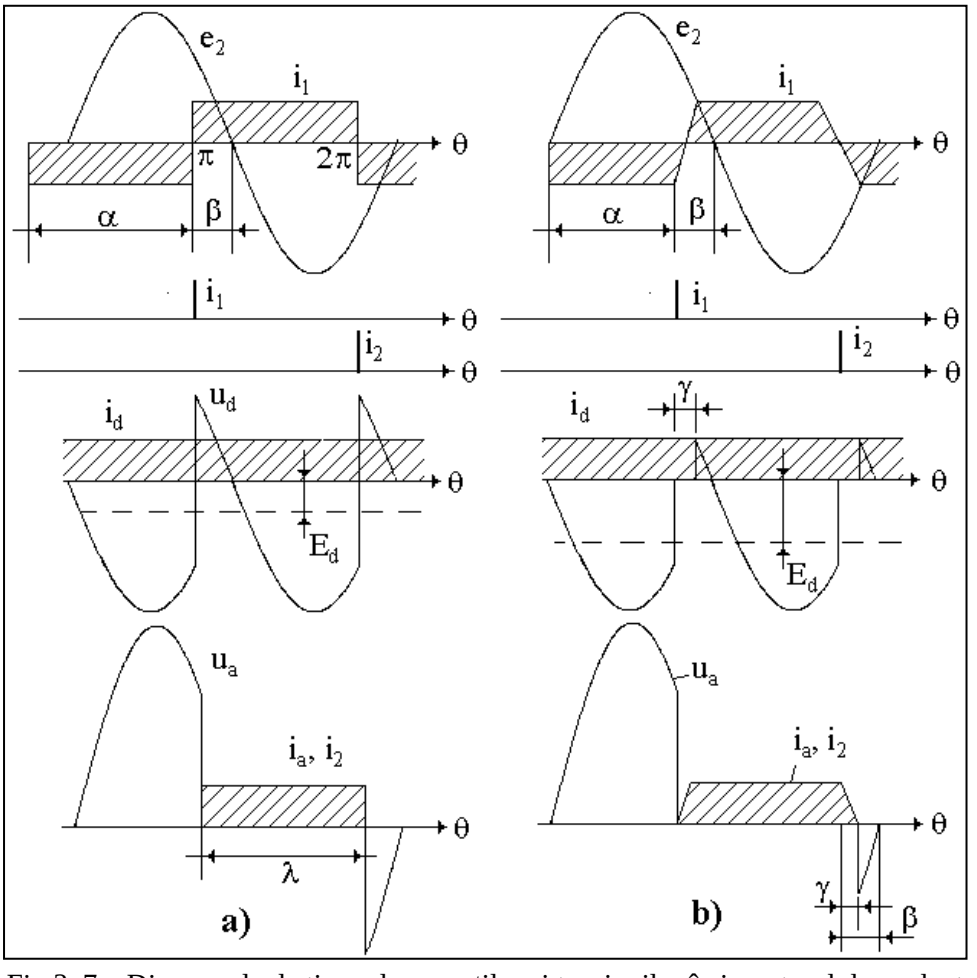


Fig.3. 7 – Diagramele de timp ale curenţilor şi tensiunilor în invertorul dependent monofazat, pentru $X_a = 0$ (a) şi $X_a \neq 0$ (b)

Dacă în ecuaţia caracteristicii de reglare (3.2) se introduce $\alpha = \pi - \beta$, se obţine $E_d = E_{d0} \cdot \cos(\pi - \beta) = - E_{d0} \cdot \cos\beta = - E_{d\beta}$. Dependenţa $E_{d\beta} = E_{d0} \cdot \cos\beta$ se numeşte caracteristica de reglare a invertorului condus de reţea (dependent, figura 3.8.b); ea este reprezentarea simetrică a părţii haşurate din caracteristica din figura 3.8.a. În lipsa pierderilor în bobina L_d, valoarea efectivă a tensiunii $U_{d\beta} = - U_d$ trebuie să fie egală cu tensiunea sursei, $E_{sursă}$.

Când creşte $E_{sursă} > E_{d\beta}$, creşte curentul I_d. Se ia în considerație influența inductanțelor de anod (vezi paragraful 3.2.4) asupra proceselor de comutație. Diagramele de timp sunt arătate în figura 3.7.b. Inductanțele transformatorului, X_a, împiedică variația curenților anodici, din care cauză, pe durata unghiului de comutație, γ, T_1 şi T_2 sunt deschise în acelaşi timp şi astfel $u_d(t) = 0$. La fel ca şi la redresorul comandat, scăderea tensiunii de comutare, u_a, micşorează partea pozitivă a lui u_d. Valoarea efectivă U_d scade cu creşterea lui I_d şi a lui γ, iar $U_{d\beta} = -U_d$ creşte. U_d se calculează cu formula (3.3), pentru că formula respectivă este valabilă în regim de curent fără întrerupere pentru oricare α. Introducând în (3.3) valoarea $\alpha = \pi - \beta$, se obține:

$$U_d = E_{d0}\cdot\cos(\pi - \beta) - X_aI_d/\pi = -(E_{d0}\cdot\cos\beta + X_aI_d/\pi) = -U_{d\beta} \quad \text{sau}$$
$$U_{d\beta} = E_{d0}\cdot\cos\beta + X_aI_d/\pi \qquad (3.5)$$

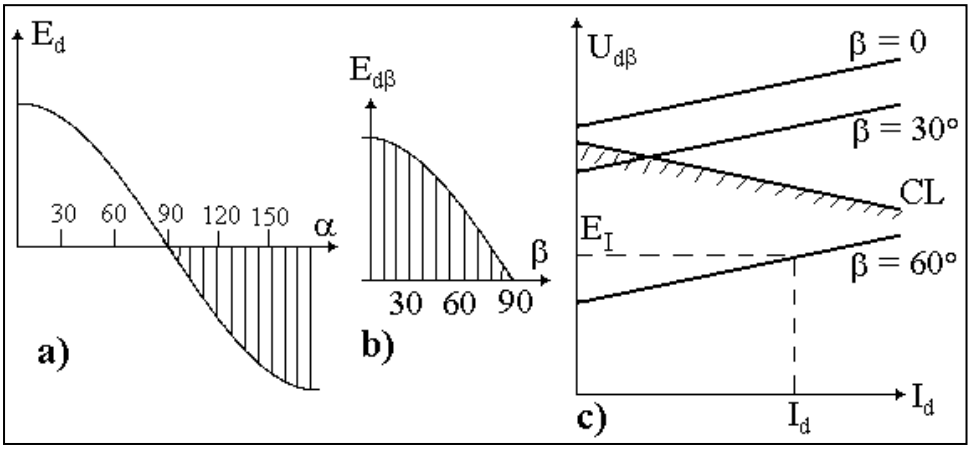


Fig.3. 8 – Caracteristica de reglare a convertorului redresor-invertor în regim de curent fără întrerupere (a), de reglare (b), de intrare şi limitatoare (c) a invertorului condus de rețea

Relația $U_{d\beta} = f(I_d)$ (figura 3.8.c) se numeşte caracteristica de intrare a invertorului (I_d şi U_d se numesc curent de intrare, respectiv tensiune de intrare). Expresia (3.5) exprimă legătura dintre tensiunea sursei, $E_{sursă}$, şi valoarea efectivă a lui $U_{d\beta}$:

$$U_{d\beta} = E_{d0}\cdot\cos\beta + X_aI_d/\pi = E_{sursă}$$

La creşterea lui $E_{sursă}$ când β = ct., se măreşte I_d şi creşte puterea transmisă în rețeaua de curent alternativ. Dacă la creşterea lui $E_{sursă}$ este necesară menținerea lui I_d constant, trebuie mărit α, adică micşorat β; în acest caz, creşte puterea transmisă de la intrarea invertorului în rețeaua de curent alternativ. Valoarea maximă a puterii de inversare se obține atunci când $\alpha = \pi$ ($\beta = 0$). Însă acest regim, la invertoarele reale cu tiristoare mono-

operaționale, după cum se arată în continuare, nu este realizabil şi unghiurile de comandă sunt limitate de valorile $\alpha_{max} = \pi - \beta_{min}$.

Să analizăm curba tensiunii anodice pe tiristorul T_1, în diagramele de timp din figura 3.7.b. Pentru realizarea blocării ferme a tiristorului după ce prin acesta a trecut curentul, este necesar ca pe durata unui interval de timp nu mai mic de t_B, pe tiristor să se aplice o tensiune inversă. Timpul de decuplare, t_B, reprezintă un parametru de catalog al tiristorului. Din diagrama din figura 3.7.b, se vede că tensiunea anodică negativă se menține pe tiristor în intervalul unghiular $(\beta - \gamma)$. Prin urmare, blocarea fermă a tiristorului se face în condiția în care $(\beta - \gamma) \geq \omega t_B$, care limitează unghiul la valoarea $\beta_{min} = \omega t_B + \gamma$. Când această condiție nu se îndeplineşte, la apariția pe anod a tensiunii pozitive, tiristorul se deschide din nou fără semnal de comandă. Conducția în acelaşi timp a două tiristoare în invertor face să se scurtcircuiteze transformatorul şi sursa de curent continuu, comutarea în continuare a tiristoarelor devenind imposibilă şi apare regimul de avarie, numit răsturnarea invertorului.

După cum se observă din descrierea funcționării invertorului, comutația tiristoarelor, adică decuplarea unuia dintre acestea la deschiderea celuilalt şi transferul pe acesta al curentului i_d, se face la fel ca la redresor, datorită tensiunii alternative a rețelei. Dacă această tensiune, din motive oarecare lipseşte, de exemplu la un scurtcircuit în rețea, comutația devine imposibilă şi se produce răsturnarea invertorului. Această dependență a funcționării invertorului de tensiunea rețelei este reflectată şi de denumirea acestuia: “invertor condus de rețea” sau “invertor dependent”.

În regimul $I_d = 0$, unghiul de comutație $\gamma = 0$, $\beta_{min} = \omega t_B$ şi valoarea maximă E_d pentru care este posibilă comutația este $E_{dm} = E_{d0} \cdot \cos(\omega t_B)$. Odată cu creşterea curentului I_d, creşte unghiul de comutație γ, creşte şi $\beta_{min} = \omega t_B + \gamma$ şi se micşorează $U_{d\beta,M} = U_{d\beta}(\beta_{min})$. Funcția $U_{d\beta,M} = f(I_d)$ se numeşte caracteristica de limitare a invertorului condus, ea fiind reprezentată în figura 3.8.c. Stabilitatea funcționării invertorului fără pericol de răsturnare este posibilă numai când se aleg asemenea valori ale curentului I_d şi unghiului β, care corespund valorilor U_d care se găsesc sub caracteristica de limitare CL: $U_{d\beta} < U_{d\beta,M}$.

Invertoarele conduse de rețea se utilizează pe larg în tehnica de conversie. Pe lângă invertoare care funcționează continuu (de exemplu, la capătul de recepție a liniei de transport în curent continuu), există convertoare care funcționează alternativ în regim de redresare şi de invertor. Astfel, la acționarea locomotivelor electrice cu motor de curent continuu, trecerea convertorului în regim de invertor permite realizarea frânării acestui motor.

3.4. Redresorul trifazat cu nul

Utilizarea redresoarelor multifazate permite realizarea sarcinii uniforme pe toate fazele rețelei, micşorarea pulsației tensiunii redresate, reducerea puterii calculate a transformatorului, creşterea factorului de putere.

În figura 3.9.a este prezentată schema de redresare trifazată cu nul. La realizarea ei cu tiristoare, se obține redresorul comandat, iar prin înlocuirea tiristoarelor cu diode se obține redresorul necomandat. Sarcina se cuplează între nulul stelei formate din bobinele transformatorului şi catozii tiristoarelor. Să analizăm regimul de funcționare caracteristic convertoarelor de putere cu sarcină activ-inductivă, considerând că inductanța L_S este mare ($\omega_p L_S > R_s$).

În figura 3.9.b este prezentat sistemul trifazic al tensiunilor secundare, e_{2A}, e_{2B}, e_{2C}. Curbele tensiunilor secundare determină modificarea potențialelor anozilor tiristoarelor cuplate la aceste faze, în raport cu punctul de nul al stelei, φ_a. Pe diagramele de timp se arată regimul de funcționare al redresorului când $\alpha = 0$ (funcționarea redresorului necomandat). Transformatorul şi tiristorul se consideră ideale. Momentele θ_1, θ_2, θ_3, corespunzătoare punctelor de intersecție a două sinusoide de tensiuni secundare, reprezintă momente de deschidere naturală. Dacă la momentul θ_1 se aplică impuls pozitiv de comandă pe tiristorul T_1, la deschiderea acestuia apare curentul $i_2(t) = i_a(t) = i_d(t)$ şi pe sarcină se stabileşte tensiunea $u_d = e_{2A}$.

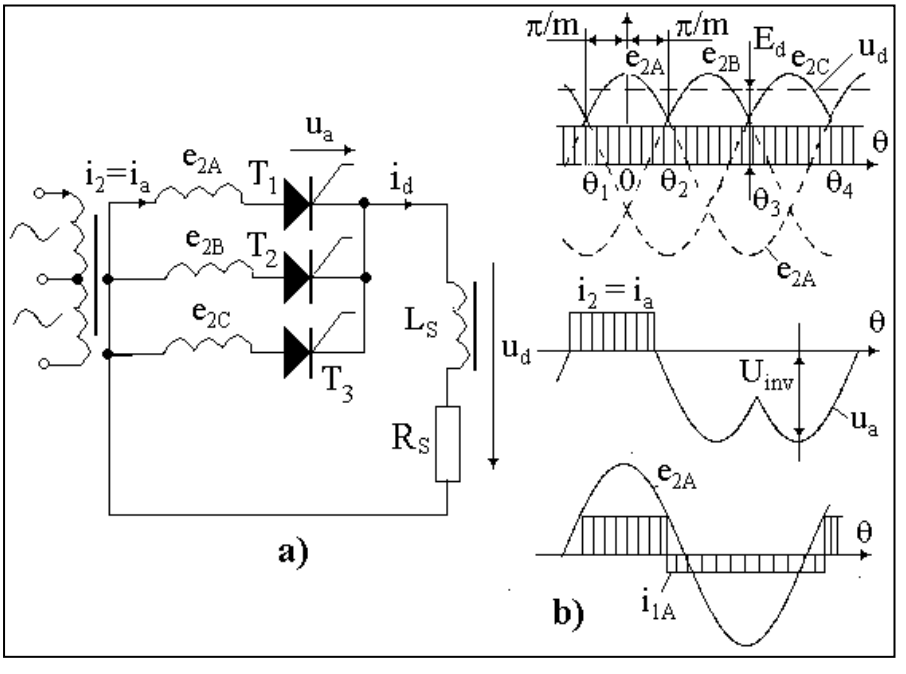


Fig.3. 9 – Redresorul trifazat cu nul (a) şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor când $\alpha = 0$ (b)

Dacă redresorul este realizat cu diode, dioda D_1, cuplată la faza e_{2A}, se deschide automat în momentul θ_1 pentru că în acest moment potențialul anodului acesteia devine mai mare decât potențialele anozilor diodelor D_2 şi D_3. Potențialul catodului tiristorului care conduce, T_1 (şi al tuturor celorlalte tiristoare) în raport cu punctul de nul al stelei este $\varphi_k = e_{2A}$. Prin urmare, la catozii tuturor tiristoarelor se aplică cea mai pozitivă tensiune e_{2A} şi tiristoarele T_2 şi T_3 sunt închise în intervalul $\theta_1 - \theta_2$. În momentul θ_2, cea mai pozitivă devine tensiunea secundară e_{2B} şi se deschide dioda D_2 sau, dacă T_2 este tiristor, atunci pe aceasta, în momentul θ_2, se aplică impulsul de comandă. La deschiderea lui T_2, $u_d = e_{2B}$ şi $\varphi_k = e_{2B}$; cu acest potențial pe catod, se închid ferm T_1 şi T_3. În momentul θ_3, apare posibilitatea deschiderii lui T_3 şi, pe sarcină, se stabileşte $u_d = e_{2C}$. În acest fel, în fiecare moment conduce tiristorul al cărui potențial pe anod este cel mai pozitiv, iar în punctele de deschidere naturală se produce trecerea curentului de la un tiristor la altul. Tensiunea u_d este reprezentată de curba formată din segmentele de sinusoidă a tensiunilor de fază, care au în intervalul dat cel mai pozitiv potențial. Perioada lui u_d este de trei ori mai mică față de perioada tensiunii rețelei: $\omega_p = 3\omega_{rețea}$. Factorul de ondulație al tensiunii poate fi calculat pe baza formulei (3.3), unde m = 3; se obține $\gamma = 0{,}25$. Pulsația tensiunii de ieşire la redresoarele trifazate este mai mică decât la cele monofazate, iar frecvența pulsațiilor este mai mare, ceea ce permite netezirea pulsațiilor cu un filtru cu elemente reactive de mai mică putere. Să determinăm valoarea efectivă a tensiunii de ieşire E_d pe o perioadă. În sistemul de coordonate arătat în figura 3.9, perioada de pulsație este cuprinsă în intervalul $\left(-\frac{\pi}{3};\frac{\pi}{3}\right)$. Amplitudinea este $E_{dm} = E_{2m} = \sqrt{2}\,E_2$; atunci:

$$E_d = \frac{3}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2}E_2 \cos\theta \cdot d\theta = 1{,}17 \cdot E_2 \qquad (3.\,6)$$

În cazul când inductanța din circuitul de sarcină este mare, curentul de sarcină este bine netezit, $i_d = I_d$, iar curentul prin tiristoare şi înfăşurările secundarului, $i_a = i_2$, are forma impulsurilor dreptunghiulare de amplitudine I_d şi durată $\lambda = 2\pi/3 = 120°$. Pentru alegerea tiristoarelor în funcție de curentul suportat, se determină valoarea efectivă a curentului într-o perioadă:

$$I_a = \frac{I_d}{3} \qquad (3.\,7)$$

Pentru alegerea tiristoarelor în funcție de tensiune, se determină tensiunea inversă. Pentru tiristorul care nu funcționează (de exemplu, T_2 când T_1 este deschis) potențialul anodului este: $\varphi_A = e_{2B}$, iar potențialul catodului este: $\varphi_K = u_d$, deci tensiunea pe tiristor este:

$$u_a = \varphi_A - \varphi_K = e_{2B} - u_d = e_{2B} - e_{2A}$$

În acest fel, pe tiristorul care nu funcționează se aplică o tensiune liniară şi valoarea sa maximă, având în vedere relația (3.6), este egală cu:

$$U_{inv} = \sqrt{3}\, E_{2m} = \sqrt{3}\sqrt{2}\, E_2 = 2{,}09 \cdot E_d \qquad (3.\ 8)$$

Curentul în înfăşurarea secundară a transformatorului, $i_2 = i_a$, are componenta continuă care se determină cu formula (3.7). Componenta continuă nu se transferă în bobina primară, din care cauză curentul în bobina primară, i_1 (figura 3.9.b), se determină cu relația: $i_1 = \left(i_2 - \frac{I_d}{3} \right) \cdot k$, unde k este raportul de transformare.

Existența componentei continue în curenții secundari ai transformatorului conduce la magnetizarea miezului magnetic, datorită cărui fapt se măreşte curentul de magnetizare. Această situație împiedică utilizarea redresoarelor trifazate cu nul în instalațiile de putere, însă acestea îşi găsesc utilizare largă ca parte componentă a redresoarelor mai complicate.

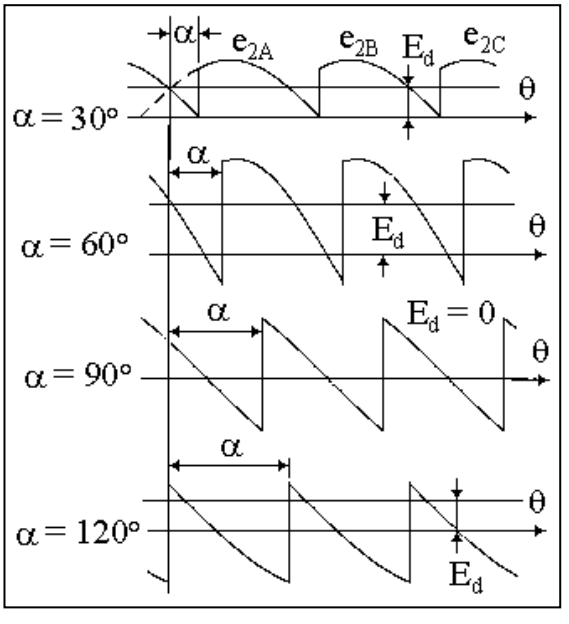


Fig.3. 10 – Diagramele de timp ale tensiunii u_d la redresorul trifazat comandat cu nul şi la invertorul dependent (regimul de curent fără întrerupere)

După cum s-a arătat, în cazul redresorului cu tiristoare, regimul de funcționare analizat, ilustrat de diagramele din figura 3.9.b, corespunde valorii nule a unghiului de comandă, $\alpha = 0$. La aplicarea impulsurilor de comandă pe tiristoarele schemei din figura 3.9.a întârziate în raport cu

momentele deschiderii naturale cu unghiul α, apare posibilitatea reglării valorii efective a tensiunii de ieşire, U_d. Când funcționează T_1, $u_d = e_{2A}$, la cuplarea lui T_2, $u_d = e_{2B}$, iar la funcționarea lui T_3, $u_d = e_{2C}$. În regimul curentului fără întrerupere în sarcină, $\lambda = 120°$ şi tensiunea pe sarcină în fiecare moment de timp corespunde tensiunii electromotoare a uneia dintre fazele transformatorului, e_{2A}, $e_{2B,}$ e_{2C} (diagramele de timp u_d pentru diferite unghiuri de comandă sunt prezentate în figura 3.10). Valoarea efectivă a tensiunii de ieşire când $\alpha \neq 0$ în regim de curent fără întrerupere este:

$$E_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} E_2 \cos\theta \cdot d\theta = E_{d0} \cdot \cos\alpha$$

unde $E_{d0} = 1{,}17 \cdot E_2$

Ultima expresie este identică cu relația (3.2) în regim de curent fără întrerupere. Caracteristica de reglare a redresorului are caracter cosinusoidal indiferent de numărul de faze ale redresorului. Diagramele analizate în figura 3.9 permit să se concluzioneze:

- sectoarele negative în curba u_d apar când $\alpha \geq 30°$, regimul de curent intermitent este imposibil pentru orice sarcină, inclusiv pentru cea reactivă.
- când $\alpha > 90°$, este posibil regimul de invertor, dacă în circuitul de curent continuu se introduce o sursă cu polaritate inversă polarității lui U_d a redresorului analizat mai sus.

3.5. Redresorul trifazat în punte

Schema de redresare trifazică în punte este cea mai răspândită în domeniul puterilor medii şi mari. În figura 3.11.a este prezentată schema redresorului comandat, cu tiristoare. La înlocuirea tiristoarelor cu diode, se obține schema redresorului trifazat în punte necomandat. Tiristoarele schemei formează două grupe: T_1, T_3, T_5 – grupul de catod (la acestea catozii sunt uniți) şi T_2, T_4, T_6 grupul de anod.

Dacă se consideră că potențialul punctului comun al stelei bobinei secundare a transformatorului este nul, se poate aprecia că tensiunea pe sarcină este suma tensiunilor de ieşire a două redresoare trifazice cu schemă cu nul, realizate pe grupele de tiristoare de catod şi de anod. Tensiunea pe sarcină este $u_d(t) = \varphi_{KK} - \varphi_{AA}$, unde φ_{KK} este potențialul catozilor tiristoarelor din grupa catodică, iar φ_{AA} este potențialul anozilor tiristoarelor din grupa anodică.

3.5.1. Funcționarea redresorului necomandat

În figura 3.11.b sunt prezentate diagramele de timp ale curentului şi tensiunilor în acest regim. Ca şi la redresorul trifazic cu nul, în fiecare

moment de timp un singur tiristor al grupei catodice, la care tensiunea pe anod este cea mai pozitivă şi respectiv un singur tiristor din grupa anodică, la care tensiunea pe catod este cea mai negativă se află în conducție. Momentele de deschidere naturală a tiristoarelor din fiecare grupă reprezintă punctele de intersecție a sinusoidelor e_2 pentru tensiunile pozitive, pentru tiristoarele din grupa anodică, respectiv punctele de intersecție ale aceloraşi sinusoide pentru tensiuni negative, pentru tiristoarele din grupa catodică.

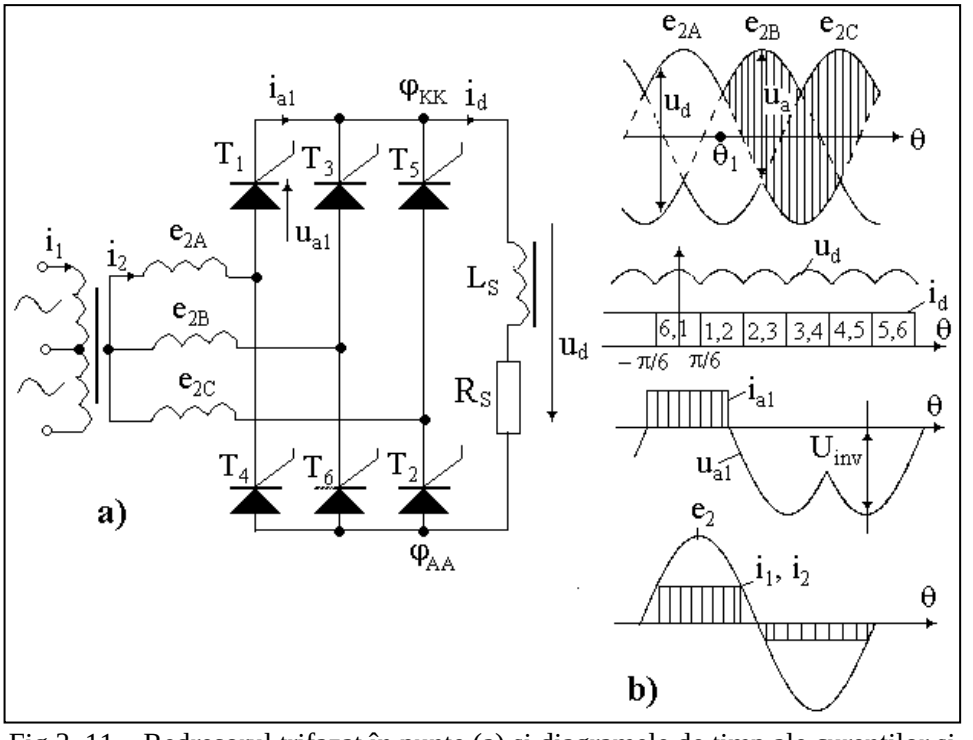


Fig.3. 11 – Redresorul trifazat în punte (a) şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor când $\alpha = 0$ (b)

Din momentele deschiderii naturale, se măsoară unghiurile de comandă α. În momentul θ_1, de exemplu, conduc T_1 şi T_2, iar curentul se închide prin circuitul format de bobina e_{2A} – T_1 – sarcină – T_2 – bobina e_{2C}. În funcție de care două tiristoare sunt în conducție, sarcina se cuplează la o anumită tensiune, de exemplu, când funcționează T_1 şi T_2 – la tensiunea u_{AC}.

La întreruperea funcționării lui T_1 şi deschiderea lui T_3, pe sarcină se aplică tensiunea continuă u_{BC} şi aşa mai departe.

În acest fel, tensiunea de ieşire are valoarea egală cu amplitudinea tensiunii pe bobina secundară a transformatorului: $U_{dm} = \sqrt{3}\sqrt{2}E_2$, unde E_2 este valoarea efectivă a tensiunii de fază. În figura 3.11.b este reprezentată curba tensiunii de ieşire, $u_d = \varphi_{KK} - \varphi_{AA}$, unde φ_{KK} şi φ_{AA}, reprezintă

înfăşurătorile inferioară şi superioară ale sinusoidelor e_2. Perioada tensiunii u_d în cazul reprezentat în figură este cuprinsă între $-\pi/6$ şi $+\pi/6$, iar valoarea efectivă a tensiunii de ieşire a redresorului este:

$$E_d = \frac{6}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 \cos\theta \cdot d\theta = 2{,}34 \cdot E_2 \qquad (3.\ 9)$$

În comparaţie cu relaţia (3.6), E_d a creşte de două ori, ceea ce este de aşteptat, dacă se are în vedere că pe sarcina din schema în punte se însumează tensiunile a două redresoare cu nul. Pulsaţia este $\omega_p = 6 \cdot \omega_{reţea}$, iar factorul de ondulaţie se determină cu formula (3.3), pentru $m = 6 : \gamma = 0{,}06$. Reducerea pulsaţiilor tensiunii de ieşire şi creşterea frecvenţei acesteia înseamnă îmbunătăţirea calităţii tensiunii de ieşire la redresorul trifazat în punte, în comparaţie cu redresorul cu nul. Pe aceeaşi diagramă de timp este reprezentat curentul $i_d(t)$. În regimul tipic pentru convertoarele de putere, $\omega_p \cdot L_s/R_s > 10$, curentul în sarcină este constant: $i_d = I_d$; pe diagramă sunt reprezentate numerele tiristoarelor prin care trece curentul de sarcină.

Amplitudinea curentului anodic este $I_{am} = I_d$, iar durata de trecere a acestuia este $\lambda = 2\pi/3 = 120^o$. La fel ca şi la schema cu nul, $I_a = I_d/3$.

Pentru alegerea tiristoarelor, este necesar să se cunoască şi U_{inv}. Tensiunea pe tiristorul care nu funcţionează, din grupa catodică (anodică), este determinată cu ajutorul relaţiei : $u_a = \varphi_A - \varphi_K$, unde potenţialul anodului (catodului) în raport cu punctul comun al stelei este determinat de tensiunea bobinei secundare a transformatorului, legată la tiristorul dat, iar potenţialul catodului (anodului) tuturor tiristoarelor din grupa dată este egal cu potenţialul φ_{KK} (φ_{AA}), adică cel mai pozitiv (cel mai negativ) din e_2. În figura 3.11.b este haşurată tensiunea u_a. Amplitudinea tensiunii inverse pe tiristor este:

$$U_{inv} = E_{2m} = \sqrt{3}\sqrt{2}\,E_2 = 1{,}05 \cdot E_d \qquad (3.\ 10)$$

Comparând relaţia (3.10) cu relaţia (3.8), se observă că, pentru aceeaşi E_d, la schema redresorului în punte U_{inv} este de două ori mai mică, însă şi tiristoarele sunt de două ori mai multe decât la schema cu nul.

Curentul bobinei secundare a fazei A se compune din curentul tiristoarelor T_1 şi T_4 şi are forma arătată în figura 3.11.b. Curentul nu are componentă continuă şi, din această cauză, magnetizarea transformatorului nu se produce; forma curentului bobinei primare este aceeaşi ca şi în secundar: $i_1 = k \cdot i_2$, unde k este raportul de transformare.

Pentru calculul transformatorului, se determină valoarea efectivă a curentului I_2, având în vedere că acest curent are forma unor impulsuri dreptunghiulare de polaritate diferită, cu amplitudinea I_d şi durata o semiperioadă, 120°:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_2^2 \cdot d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_d^2 \cdot d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d$$

În schema dată, forma curenților i_1, i_2 şi a tensiunilor e_1, e_2 în bobinele primară şi secundară este aceeaşi, din care cauză sunt egale şi puterile calculate ale acestor bobine. Puterea calculată a transformatorului, având în vedere relația (3.9), este:

$$S_T = S_1 = S_2 = 3I_2E_2 = 3I_d\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E_d}{2{,}34} = 1{,}05P_d \qquad (3.\ 11)$$

Printre avantajele schemei în punte, în comparație cu schema cu nul, se pot menționa amplitudinea mică şi frecvența mare a pulsațiilor, valoarea calculată mică a puterii şi lipsa magnetizării transformatorului, precum şi valoarea de două ori mai mică, în comparație cu schema cu nul, a raportului U_{inv}/E_d, ceea ce permite obținerea tensiunilor suficient de înalte pentru E_d, când se utilizează tiristoare de aceeaşi clasă.

3.5.2. Funcționarea redresorului comandat

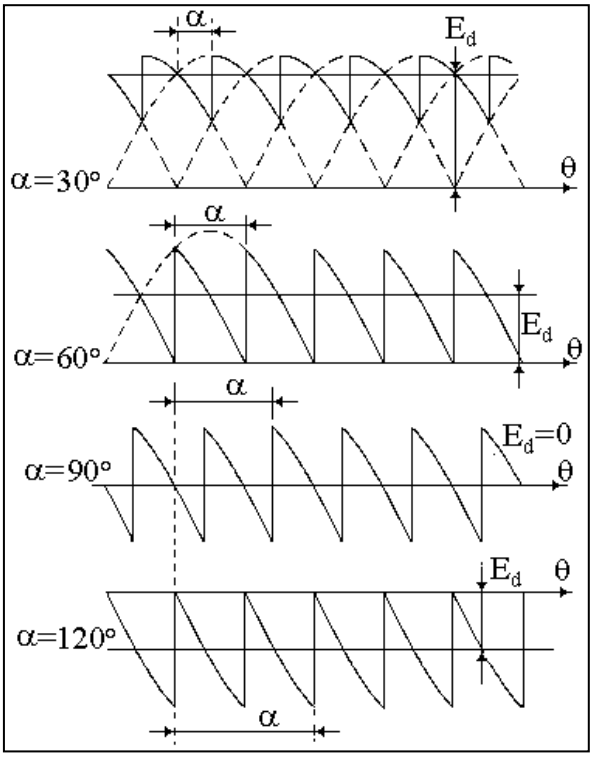


Fig.3. 12 – Diagramele de timp ale tensiunii u_d la redresorul trifazat comandat în punte şi la invertorul dependent

La aplicarea impulsurilor de comandă pe tiristoarele redresorului (figura 3.11.a) cu întârziere în raport cu momentele de deschidere naturală la unghiul de comandă α în regiuni de curent fără întrerupere, curba tensiunii de ieşire se compune din segmente de tensiune liniară pe bobina secundară a transformatorului. Diagramele de timp u_d pentru diferite unghiuri de comandă sunt prezentate în figura 3.12. Valoarea efectivă a tensiunii electromotoare de ieşire a redresorului se determină prin integrarea acestor curbe:

$$E_d = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 \cos\theta \cdot d\theta = E_{d0} \cdot \cos\alpha$$

unde $E_{d0} = 2{,}34 \cdot E_2$.

În regim de curent fără întrerupere, $E_d = f(\alpha)$, caracteristica de reglare a redresorului, este definită de relația (3.2) şi are caracter cosinusoidal.

La unghiuri de comandă $\alpha < 60°$, sectorul negativ lipseşte în curba $u_d(t)$ şi redresorul funcționează în regim de curent fără întrerupere pentru orice fel de sarcină.

Când $\alpha > 90°$, este posibilă funcționarea convertorului în regim de invertor, în care scop, în circuitul de curent continuu se cuplează o sursă de energie a cărei polaritate este opusă celei a tensiunii de ieşire a redresorului.

3.5.3. Procese de comutație şi caracteristici ale redresorului trifazat în punte

La transformatoarele reale de putere mare este necesar să se ia în considerație inductanța de disipare a bobinelor. Ca şi la redresorul monofazat, inductanța de disipare a bobinelor primară şi secundară în circuitul secundar este: $X_a = X_{s2} + X'_{s1}$. Inductanța bobinei transformatorului împiedică modificarea în salt a curenților i_2 şi i_a, din care cauză aceşti curenți au formă trapezoidală (diagramele de timp ale tensiunilor şi curenților la redresorul în punte când se ia în considerație X_a sunt prezentate în figura 3.13). Ca rezultat al influenței inductanțelor anodice, curentul se transferă de la tiristor la tiristor nu instantaneu ci pe intervalul determinat de unghiul de comutare γ, când curentul trece prin două tiristoare ale aceleiaşi grupe în acelaşi timp. În momentul θ_1, arătat în figura 3.13, curentul în T_3 creşte, iar în T_1 scade, iar la funcționarea lor simultană potențialul $\varphi_{KK} = (e_{2A}+e_{2B})/2$.

În intervalul de comutare γ, tensiunea de ieşire a convertorului scade cu valoarea u_x, această tensiune, u_x fiind aplicată pe inductanța anodică. În intervalele dintre comutări curentul trece printr-un singur tiristor, iar forma tensiunii de ieşire rămâne neschimbată. Valoarea efectivă a tensiunii de ieşire scade datorită proceselor de comutație:

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos\alpha - U_x$$

Valoarea U_x poate fi determinată ca valoare efectivă a lui u_x în intervalul de repetiție, egal cu $2\pi/6$, pentru că la redresorul trifazat în punte, într-o perioadă a tensiunii rețelei au loc şase comutări: trei în grupa anodică şi trei în grupa catodică a tiristoarelor. Prin urmare, $U_x = \frac{6}{2\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_x \cdot d\theta$. Având în vedere că $u_x = L_a \cdot \frac{dI_a}{dt}$, $d\theta = d(\omega t) = \omega \cdot dt$ şi $\omega L_a = X_a$ şi schimbând limitele de integrare, (la $\theta = \alpha$, $i_a = 0$, iar la $\theta = \alpha + \gamma$, $i_a = I_d$), se obține:

$$U_x = \frac{6}{2\pi}\int_0^{I_d} X_a \cdot dI_d = 3\frac{X_a I_d}{2\pi} \quad \text{şi}$$

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos\alpha - 3\frac{X_a I_d}{2\pi} \qquad (3.\ 12)$$

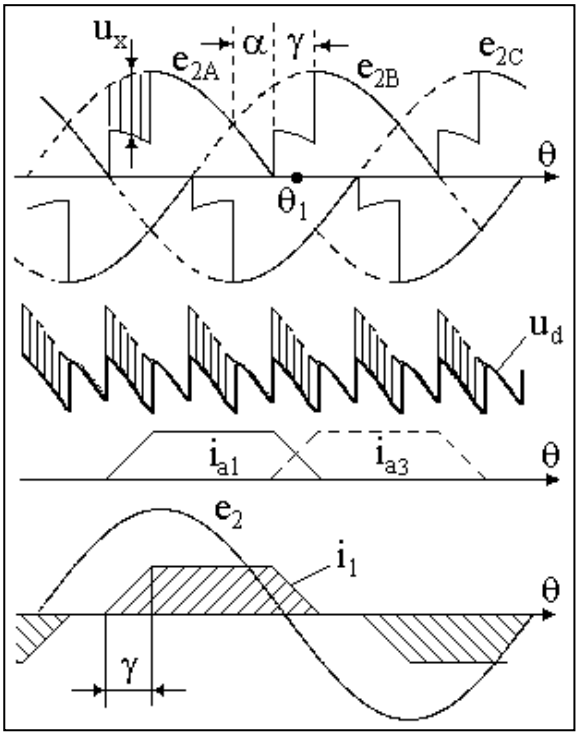


Fig.3. 13 – Curenții şi tensiunile la redresorul trifazat în punte când se iau în considerație procesele de comutație

Caracteristica externă, $U_d = f(I_d)$ la redresorul trifazat are aceeaşi formă ca cea a redresorului monofazat (figura 3.4.b), deosebirea cantitativă constând numai în valoarea tensiunii de mers în gol, E_{d0} şi în înclinarea curbelor, care depinde de pulsația tensiunii de ieşire. În figura 3.13 este

prezentată şi forma curentului i_1, absorbit de redresor din rețea. Această curbă are două proprietăți esențiale. Astfel, curentul consumat de redresor din rețea este nesinusoidal, fapt caracteristic şi altor tipuri de redresoare, care, din această cauză, pot fi considerate ca sarcini neliniare pentru rețeaua de alimentare. A doua particularitate constă în defazarea curentului primar în raport cu tensiunea rețelei, ceea ce este caracteristic pentru toate redresoarele comandate. Ambele aceste caracteristici au un rol important în tehnica convertoarelor şi în energetică, ele determinând influența convertoarelor cu tiristoare asupra rețelei de alimentare. Agregatele de putere redresoare-invertoare se folosesc în particular pentru alimentarea bobinelor de excitație a hidrogeneratoarelor sincrone. Bobina de excitație reprezintă o sarcină inductivă cu pierderi mici; necesarul de putere pentru excitare reprezintă 0,3 ÷ 3 % din puterea maşinii sincrone. Excitatorul sincron montat pe axul maşinii sincrone este cuplat cu bobina de excitație prin redresor, al cărui curent, I_d se reglează prin schimbarea unghiurilor de comandă a tiristoarelor în funcție de mărimea şi caracterul sarcinii generatorului. În funcție de curentul de excitare, se poate modifica puterea reactivă a generatorului. Regimul pentru care puterea reactivă este nulă se numeşte regim de excitare completă sau normală. La creşterea curentului de excitare (regim de supraexcitație), maşina sincronă generează putere reactivă pentru rețeaua activ-inductivă. În regimul de mers în gol, un astfel de generator este echivalent pentru rețea cu o capacitate şi se numeşte compensator sincron. Pentru întreruperea rapidă a curentului de excitație, agregatul convertor trece în regim de invertor ($\alpha > \pi/2$), în care caz energia acumulată în bobina de excitație se întoarce în rețeaua de alimentare. În acest fel, prin comanda schemei de excitare cu ajutorul convertorului cu tiristoare comandat, este posibilă realizarea regimurilor de bază de funcționare a generatorului sincron.

3.6. Scheme de redresare multifazate

La realizarea redresorului trifazat în punte cu şase diode, în sarcină se poate obține curentul cel mai mare $I_d = 3I_a$, tensiunea redresată fiind $U_d = 0{,}96 \cdot U_{inv}$. Cu diode de putere mare se pot obține în sarcină puteri de ordinul megawaților. Însă în electrotehnică şi energetică sunt necesare redresoare şi invertoare dependente, a căror putere trebuie să fie cu câteva ordine de mărime mai mare, cum sunt, de exemplu, convertoarele cu diode pentru liniile de transport de curent continuu. La convertoarele destinate curenților mari ($I_d > 1$ kA), se utilizează cuplarea în paralel a tiristoarelor sau diodelor, iar la convertoarele pentru tensiuni mari ($U_d > 1$ kV) cuplarea în serie a acestora. La cuplarea în paralel a diodelor, pe acestea se aplică aceeaşi tensiune directă. Rezistențele diodelor la trecerea curentului direct au valori diferite şi, din această cauză, curentul direct în ramurile paralele se poate

distribui neuniform, ceea ce conduce la o suprasarcină în curent şi ieşirea din funcțiune a diodei care are rezistența cea mai mică. Pentru echilibrarea curenților în regimuri statice şi dinamice, se folosesc divizoarele inductive de curent (figura 3.14.a).

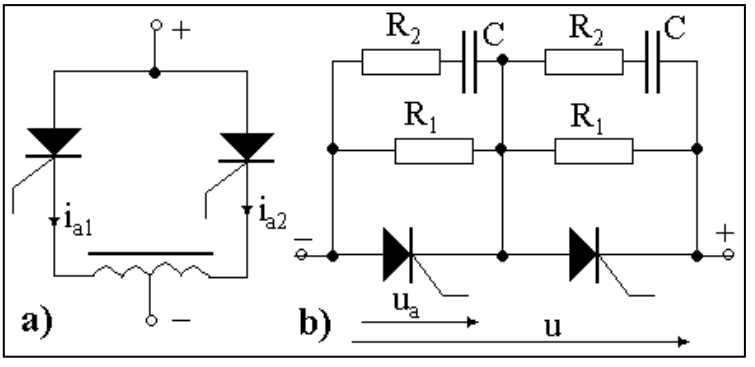


Fig.3. 14 – Schemele de cuplare în paralel (a) şi în serie (b) a tiristoarelor (diodelor) semiconductoare de putere

La cuplarea în serie a diodelor sau tiristoarelor, prin acestea trece acelaşi curent invers. Rezistențele diodelor în sens invers sunt de valori diferite, din care cauză tensiunea inversă se distribuie neuniform pe acestea, cea care are rezistența inversă cea mai mare primeşte partea cea mai mare din tensiune şi, din acest motiv, se poate străpunge. Pentru egalarea tensiunilor în regimuri statice şi dinamice se folosesc divizoarele de tensiune. Un astfel de divizor este prezentat în figura 3.14.b.

Divizoarele de curent şi tensiune reduc randamentul convertorului, datorită pierderilor în elementele active. Ele nu asigură completa egalare a tensiunilor şi curenților şi, din această cauză, parametrii tiristoarelor în convertor se aleg cu rezervă mare, ceea ce conduce la creşterea numărului acestora şi creşterea prețului convertorului. În domeniul puterilor mari, se folosesc frecvent cuplările în paralel şi în serie față de sarcină a câtorva seturi de diode de acelaşi tip, ceea ce permite nu numai obținerea tensiunii şi curentului necesare (U_s, I_s) în sarcină, dar oferă şi alte avantaje.

Să analizăm variantele de bază ale convertoarelor (analiză limitată la funcționarea redresoarelor necomandate) În figura 3.15.a este prezentat redresorul dublu trifazat cu reactanță de egalizare, care se compune din două redresoare trifazate cu nul, care funcționează pe aceeaşi sarcină comună. Cuplarea bobinelor secundare ale transformatorului pe schema în stea dublă asigură defazarea tensiunii $e_{2(1)}$ a primului redresor cu nul (T_1, T_2, T_3) în raport cu tensiunea $e_{2(2)}$ a celui de-al doilea redresor cu nul (T_4, T_5, T_6) cu 60°. La funcționarea primului redresor cu nul se formează tensiunea de ieşire u_{d1} şi curentul i_{d1}, a căror formă este prezentată în diagrama de sus din figura

3.15.b. În a doua diagramă este prezentată forma tensiunii u_{d2} şi a curentului i_{d2} ale celui de-al doilea redresor cu nul. La trasarea curenților s-a avut în vedere că $\omega_p L_s >> R_s$. Curenții ambelor redresoare sunt egali: $i_{d1} = i_{d2}$, prin sarcină trecând curentul însumat $I_d = I_{d1} + I_{d2} = 6I_a$.

Forma tensiunilor u_{d1} şi u_{d2} şi valorile lor efective, E_d sunt, de asemenea identice, însă aceste tensiuni sunt defazate una față de alta cu 60° şi valoarea lor instantanee este diferită. Diferența dintre aceste valori instantanee, $u_{REA} = u_{d1} - u_{d2}$ este preluată de reactanța L_{REA}, iar tensiunea pe aceasta, u_{REA} este prezentată în figura 3.15.b. Valoarea instantanee a tensiunii pe sarcină este: $u_s = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2}$ şi valoarea sa efectivă $U_s = E_{d1} = E_{d2} = 1{,}17 \cdot E_2$

Forma lui u_s este prezentată în figura 3.15.b. Frecvența pulsațiilor acestei tensiuni este egală cu $\omega_p = 6 \cdot \omega_{retea}$. Factorul de ondulație, γ, obținut prin introducerea în formula (3.3) a valorii m = 6, este egal cu 0,06, deci calitatea tensiunii de ieşire este aceeaşi ca şi la schema redresorului trifazic în punte. În bobina primară a transformatorului se produce însumarea curenților induşi din bobinele secundare; ca rezultat, curentul i_s (fig. 3.15.b) este simetric în raport cu axa θ, iar magnetizarea permanentă a transformatorului nu apare în această schemă.

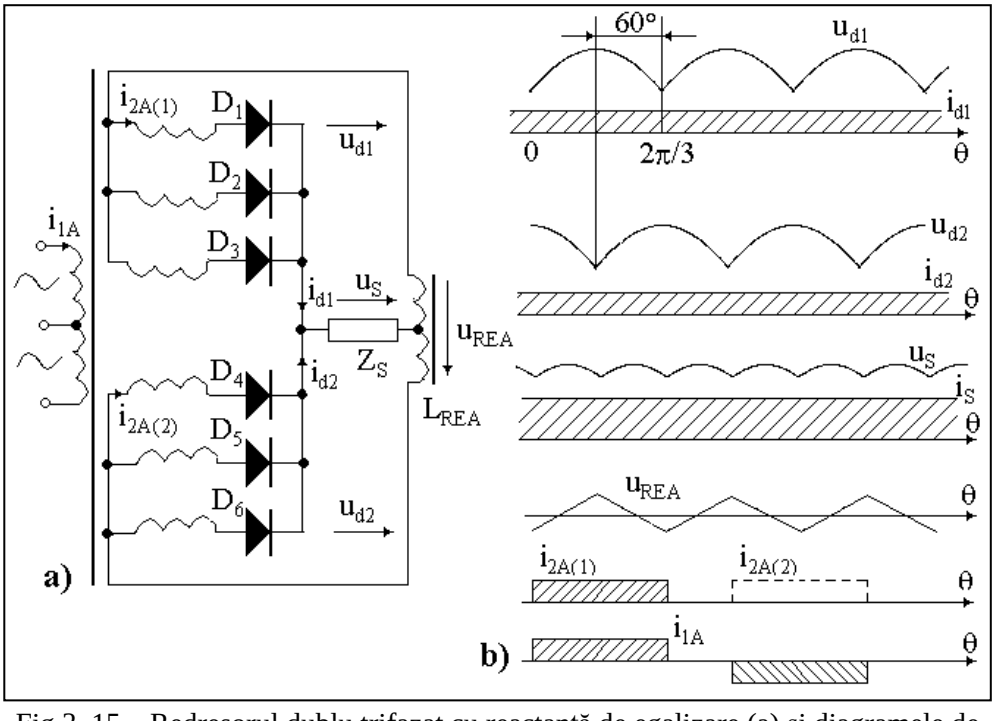


Fig.3. 15 – Redresorul dublu trifazat cu reactanță de egalizare (a) şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor în redresor (b)

Redresorul dublu trifazat cu reactanță de egalizare seamănă cu redresorul trifazat în punte, numai că în aceasta seturile de diode se cuplează la sarcină nu în serie ci în paralel. Din această cauză, astfel de redresoare își găsesc o utilitate largă pentru funcționarea în sarcini care consumă curenți mari la tensiuni relativ mici.

Redresoarele compuse, cu 12 pulsuri (m = 12) pot fi realizate prin cuplarea în paralel sau în serie a două redresoare trifazate în punte (figurile 3.16. a, b). La redresorul realizat cu schema 3.16.a, seturile de diode sunt cuplate pe sarcină în serie, din care cauză tensiunea pe sarcină este egală cu suma tensiunilor a două punți:

$$U_S = U_{d1} + U_{d2}$$

Curentul de ieşire al primei punți trece prin sarcină, circuitul închizându-se prin cea de a doua punte, din care cauză valorile instantanee ale curenților sunt $i_S = i_{d1} = i_{d2}$.

Valorile efective ale curenților sunt date de relația $I_S = I_{d1} = I_{d2} = 3I_a$.

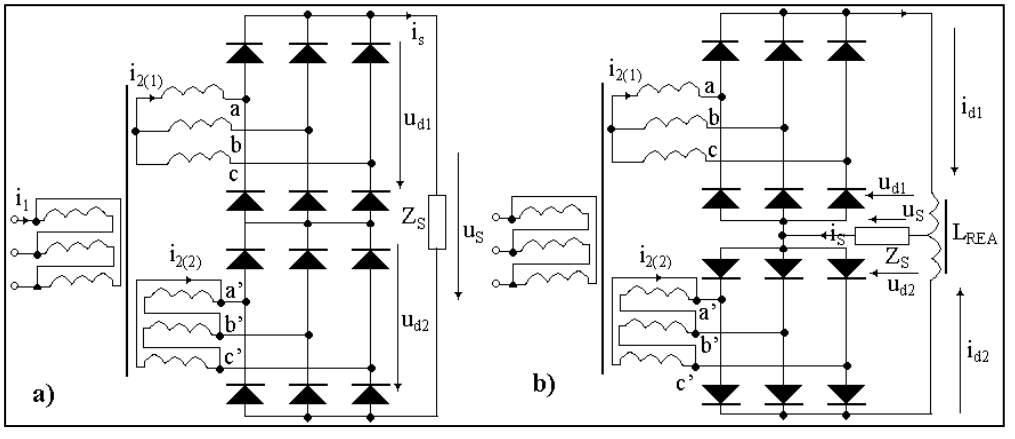


Fig.3. 16 – Redresoare cu 12 pulsuri, realizate prin cuplarea punților în serie (a) şi în paralel (b)

La redresoarele din figura 3.16 se utilizează schemele de cuplare a seturilor de diode prin transformator cu două bobine secundare, dintre care una este legată în triunghi şi cea dea doua în stea.

Egalitatea valorilor medii ale tensiunilor de ieşire, $U_{d1} = U_{d2}$, este asigurată de alegerea numărului de spire ale bobinelor secundare, legate în stea şi în triunghi, în raportul $N_{2\text{-}tr}/N_{2\text{-}stea} = \sqrt{3}$.

Sistemul tensiunilor secundare a, b, c este defazat în raport cu sistemul tensiunilor secundare a', b', c' cu un unghi de 30°. Din această cauză şi tensiunile de ieşire ale seturilor de diode, u_{d1} şi u_{d2}, sunt defazate cu 30°, diagramele de timp ale acestor tensiuni fiind reprezentate în fig. 3.17, cu pulsația $\omega_p = 12 \cdot \omega_{rețea}$. Factorul de ondulație, în conformitate cu relația (2.3),

când m = 12, este $\gamma = 0{,}014$, prin urmare, calitatea tensiunii de ieşire este mai bună decât la schema în punte analizată în paragraful 3.5.

Având în vedere relația (3.10), tensiunea inversă maximă pe diode este egală cu amplitudinea tensiunii din bobinele secundare ale transformatorului: $U_{inv} = 1{,}05 \cdot U_{d1,2} = 0{,}525 \cdot U_S$. Schema din figura 3.16.a este utilizată frecvent la redresoarele cu valori mari a tensiunii de ieşire. Pentru valori mari ale curentului de ieşire se foloseşte schema din figura 3.16.b, la care punțile de diode sunt cuplate în paralel pe sarcină. Prin sarcină trece suma curenților a două punți, $i_S = i_{d1} + i_{d2}$. Aceeaşi relație leagă şi valorile efective ale curenților, $I_S = I_{d1} + I_{d2} = 6I_a$. Datorită defazării cu 30°, valorile instantanee ale tensiunilor u_{d1} şi u_{d2} nu sunt egale (figura 3.17), diferența dintre acestea, $u_{REA} = u_{d1} - u_{d2}$ aplicându-se pe reactanța L_{REA}.

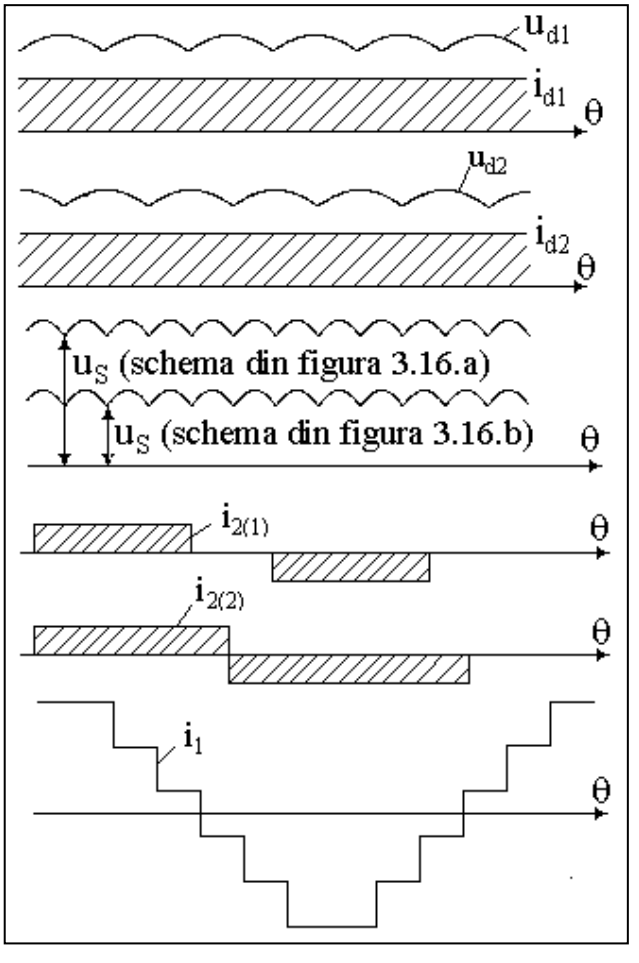


Fig.3. 17 – Diagramele de timp ale tensiunilor şi curenților la redresoarele cu 12 pulsuri

Valoarea instantanee a tensiunilor pe sarcină este reprezentată în figura 3.17: $u_S = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2}$.

Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină este $U_S = U_{d1} + U_{d2} = 2{,}34 \cdot E_2$, unde E_2 este valoarea efectivă a tensiunii de fază pe înfăşurările secundare ale transformatorului. La fel ca şi la redresorul trifazic în punte, la schema din figura 3.16.b, $U_{inv} = 1{,}05 \cdot U_S$. Calitatea tensiunii de ieşire la schemele cu cuplare a punților în paralel şi în serie este identică.

În figura 3.17 sunt reprezentați, de asemenea, curenții în bobinele secundare ale ambelor seturi (ei au aceeaşi formă în fiecare din schemele din figura 3.16). La legarea bobinelor secundare în stea, curentul $i_{(2)1}$ corespunde figurii 3.11.b. Curentul în bobinele legate în triunghi are forma dreptunghiulară, arătată în figura 3.17 (curentul $i_{2(2)}$). Diagrama de timp a curentului i_1, din primar, este reprezentată şi ea în figura 3.17, sub forma unei linii în trepte, mai asemănătoare cu o sinusoidă decât forma curenților primari, analizați mai sus, ai convertoarelor. Din această cauză, convertoarele de 12 pulsuri, în raport cu rețeaua, reprezintă o sarcină a cărei caracteristică este apropiată de cea liniară. La convertoarele cu 12 pulsuri din figura 3.16 se obține nu numai creşterea puterii transmise în sarcină în comparație cu puterea unui set, dar şi îmbunătățirea compoziției armonice a tensiunii şi curentului de ieşire, consumate din rețea. Aceste avantaje justifică utilizarea frecventă a redresoarelor compuse cu 12 pulsuri în domeniul puterilor mari. În tabelul 3.1 sunt prezentate datele referitoare la convertoarele cu diode de diferite tipuri.

Numărul de diode este cel minim, fără a lua în calcul posibilitatea legării acestora în serie sau în paralel.

Tabel 3.1 – parametrii principali ai redresoarelor ($R_L = 0$, $\alpha = 0$)

Schema din figura	Tip redresor	Pulsație m	Număr de diode	γ	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{U_{inv}}{U_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$
6.1.a	Monofazat cu nul	2	2	0,67	0,50	3,14	1,34
5.4.a	Monofazat în punte	2	4	0,67	0,50	1,57	1,11
6.9.a	Trifazat cu nul	3	3	0,25	0,33	2,09	1,34
6.11.a	Trifazat în punte	6	6	0,06	0,33	1,05	1,05
6.15.a	Dublu trifazat cu reactanță de egalizare	6	6	0,06	0,17	2,09	1,26
6.16.a	cu 12 pulsuri	12	12	0,014	0,33	0,52	1,05
6.16.b	cu 12 pulsuri	12	12	0,14	0,17	1,05	1,05

3.7. Redresoare reversibile şi convertoare directe de frecvență

Se numesc reversibile convertoarele care permit schimbarea polarității tensiunii şi curentului continuu în sarcină. Convertoarele reversibile se folosesc în principal la acționările electrice pentru schimbarea sensului de rotație al motoarelor de curent continuu. Schema de structură a redresorului reversibil este prezentată în figura 3.18.a.

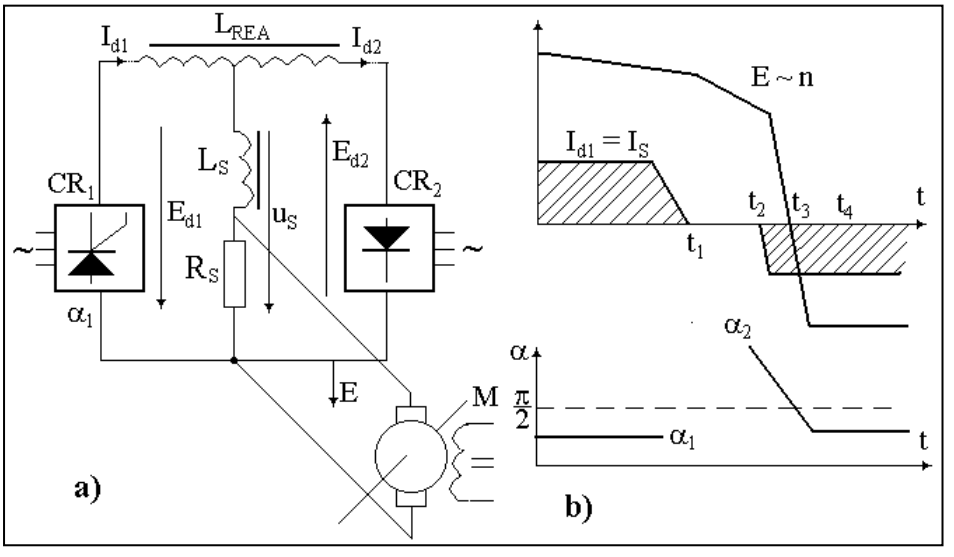


Fig.3. 18 – Convertor reversibil (a) şi diagrama curenților şi tensiunilor în sarcină şi unghiurile de comandă a seturilor la inversare (b)

Convertorul se compune din două seturi de diode (două celule redresoare), CR_1 şi CR_2, cuplate paralel față de sarcină. Fiecare din seturi poate fi realizat pe baza oricăreia din schemele de redresoare comandate analizate anterior. La funcționarea CR_1, curentul în sarcină circulă în sens pozitiv. La funcționarea CR_2 polaritatea curentului se inversează. În funcție de metoda de comandă a seturilor de diode, convertoarele reversibile pot fi de două tipuri:

1. Convertoare reversibile cu comandă separată, la care impulsurile de comandă se aplică numai la unul din seturile care conduc curent. În acest timp, impulsurile de comandă la cel de al doilea set nu se aplică şi diodele acestuia sunt blocate. Reactanța L_{REA} poate să lipsească din schemă.
2. Convertoare reversibile cu comandă adaptată, la care impulsurile de comandă se aplică în acelaşi timp ambelor seturi de diode cu un unghi de comandă determinat de adaptare: $\alpha_1 = 180° - \alpha_2$, unde α_1 şi α_2 sunt unghiuri de comandă a CR_1 şi respectiv CR_2. În schema din figura 3.18 reactanța L_{REA} este necesară.

Să analizăm funcționarea convertorului reversibil cu comandă separată, presupunând că, în locul sarcinii R_S, se foloseşte motorul de curent continuu M, cu excitație independentă (figura 3.18.a). La deschiderea CR_1 ($\alpha_1 < 90°$), polaritatea tensiunii şi sensul curentului corespund celor arătate în figura 3.18.a. Pentru inversarea curentului, în momentul t_1 (figura 2.17.b), se întrerup impulsurile de comandă de la CR_1. În acest caz, curentul i_S scade până la zero cu o viteză determinată de inductanța bobinei de netezire, L_S. După un timp de pauză, suficient pentru anularea completă a curentului i_S, când $t = t_2$, se aplică impulsurile de deschidere pe CR_2 cu unghiul de comandă $\alpha_2 > 90°$. Datorită inerției motorului, frecvența de rotație n şi tensiunea pe statorul E pe durata pauzei practic nu se modifică. Pentru că atunci când $\alpha_2 > 90°$, CR_2 funcționează în regim de invertor, motorul trece în regim de generator, adică devine sursă de energie. Curentul I_{d2}, din CR_2, produce în maşină un moment de frânare, ceea ce face să scadă rapid turația n şi tensiunea electromotoare în circuitul statorului E. Frânarea motorului cu transferul energiei în rețeaua de alimentare, acumulată în masele de rotație, se numeşte regim de recuperare. Viteza de scădere a unghiului de comandă α_2 la frânare se alege deseori astfel încât regimul de invertor în condițiile scăderii E să corespundă curentului nominal I_{d2}. La momentul t_3, când $\alpha_2 = 90°$, n = 0, E = 0, adică motorul se opreşte. Continuând micşorarea lui α_2, se accelerează motorul până la viteza nominală în sens invers de rotație (momentul t_4). În acest caz, CR_2 funcționează în regim de redresare şi polaritatea tensiunii de ieşire se schimbă. Pentru frânarea motorului este necesar acum să se întrerupă aplicarea impulsurilor de comandă pe CR_2 şi, aşteptând trecerea pauzei, să se cupleze CR_1 în regim de invertor, pentru $\alpha_1 > 90°$. În intervalul $0 – t_1$ (figura 3.18.b), CR_1 funcționează în regim de redresor, în intervalul $t_2 – t_3$ CR_2 funcționează în regim de invertor, iar în intervalul $t_3 – t_4$, CR_2 funcționează ca redresor şi aşa mai departe. Când comanda este separată, între intervalele de funcționare a CR_1 şi CR_2 este necesară o pauză fără curent, pe durata căreia se refac proprietățile de blocare a tiristoarelor. În lipsa pauzei, este posibilă apariția unui scurtcircuit, datorită cuplării simultane a CR_1 şi CR_2. Elementele necesare schemei de comandă a convertoarelor reversibile cu comandă separată sunt traductoarele de curent în sarcină, care permit fixarea cu precizie a momentului de scădere a curentului până la 0 şi, astfel, eliminarea posibilității scurtcircuitării diodelor convertorului. În cazul comenzii adaptate, impulsurile de comandă se aplică în acelaşi timp pe CR_1 şi CR_2, astfel încât, pentru unghiurile de comandă a seturilor se îndeplineşte egalitatea $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$. Unul din seturi funcționează în regim de redresor, iar celălalt în acelaşi timp funcționează în regim de invertor. Tensiunile electromotoare ale seturilor sunt egale, însă opuse ca semn şi, având în vedere sensurile din figura 3.18.a, care indică polaritatea considerată pozitivă a lui E_{d1} şi E_{d2}:

$$E_{d1} = E_{d0}\cdot\cos\alpha_1 = E_{d0}\cdot\cos(\pi - \alpha_2) = -E_{d0}\cdot\cos\alpha_2 = -E_{d2}$$

Pentru că tensiunile lui CR_1 şi CR_2 sunt egale şi opuse ca semn, curentul continuu în circuitul care cuprinde ambele seturi este nul pentru orice valoare a tensiunii, însă valorile instantanee u_{d1} şi u_{d2} sunt diferite datorită diferenței dintre unghiurile de comandă α_1 şi α_2. Diferența valorilor instantanee ale tensiunilor se aplică reactanței de egalizare L_{REA}, care are aproximativ aceeaşi funcție ca şi în schemele 3.15.a, 3.16.b.

Dacă, datorită măririi momentului pe axul motorului, acesta începe să se frâneze, turația n şi tensiunea electromotoare se micşorează. Astfel, $E_{d1} > E$ şi, în circuitul statorului, se măreşte curentul CR_1. Acest curent va produce un moment suplimentar de rotire şi motorul se accelerează. Ca rezultat, orice tendință de scădere a turației este compensată şi motorul va funcționa în regim stabilizat, când momentul de rotație este egal cu momentul rezistent pe ax. În acest caz, CR_1 funcționează în regim de redresare, CR_2 este închis, pentru că $|E_{d2}| < E$. La micşorarea unghiului de comandă α_1 creşte tensiunea E_{d1} şi, prin urmare, creşte curentul, momentul de rotire a motorului, turația acestuia şi tensiunea E. La creşterea rapidă a unghiului α_1, tensiunea contra-electromotoare a statorului, E devine mai mare decât E_{d1} şi se va opune trecerii curentului prin tiristoarele CR_1, curentul I_{d1} scăzând la zero. În continuare, intră în funcțiune CR_2, la care tensiunea electromotoare $|E_{d2}|$ se micşorează. În acest caz, setul CR_2 funcționează ca invertor şi curentul I_{d2} trece prin maşină în direcția indicată în figura 3.18.a, creând un moment de frânare, ce determină scăderea turației şi a lui E. La comanda adaptată, sarcina apare ca şi cum ar fi montată între două surse de tensiune E_{d1} şi E_{d2}, care acționează sarcina.

Dacă valoarea E se măreşte peste valoarea dată, $E > E_d$ (de exemplu, la micşorarea momentului de rezistență pe ax), maşina va transmite energie printr-unul din seturile de diode (în funcție de sensul de rotație), care funcționează ca invertor. Dacă însă E se micşorează, atunci motorul primeşte energie de la celălalt set de diode, care funcționează ca redresor. În acest fel, în convertorul reversibil cu comandă adaptată, tensiunea în sarcină urmăreşte valoarea efectivă a tensiunii interne a seturilor de diode.

Schema analizată din figura 3.18.a poate funcționa în regim ciclic, în care tensiunea internă a convertorului variază sinusoidal. În acest caz, se obține convertorul direct de frecvență. Să analizăm funcționarea acestuia cu comandă separată a seturilor de diode. Tensiunea internă a ambelor seturi, în conformitate cu relația (3.2), este:

$$E_S = E_{d0}\cdot\cos\alpha_1 \quad \text{(pentru CR1)}; \quad E_S = -E_{d0}\cdot\cos\alpha_2 \quad \text{(pentru CR2)}$$

Pentru ca tensiunea de ieşire a convertorului să varieze sinusoidal, conform relației $E_S = \nu\cdot E_0\sin(\omega_{ies}t)$, este necesară variația unghiurilor de comandă a seturilor de diode conform legii: $\alpha_1 = \arccos(\nu\cdot\sin\omega_{ies}t)$ (pentru

CR_1) ; $\alpha_2 = \arccos(-\nu \cdot \sin\omega_{ies}t)$ (pentru CR_2), unde factorul ν determină valoarea tensiunii de ieşire.

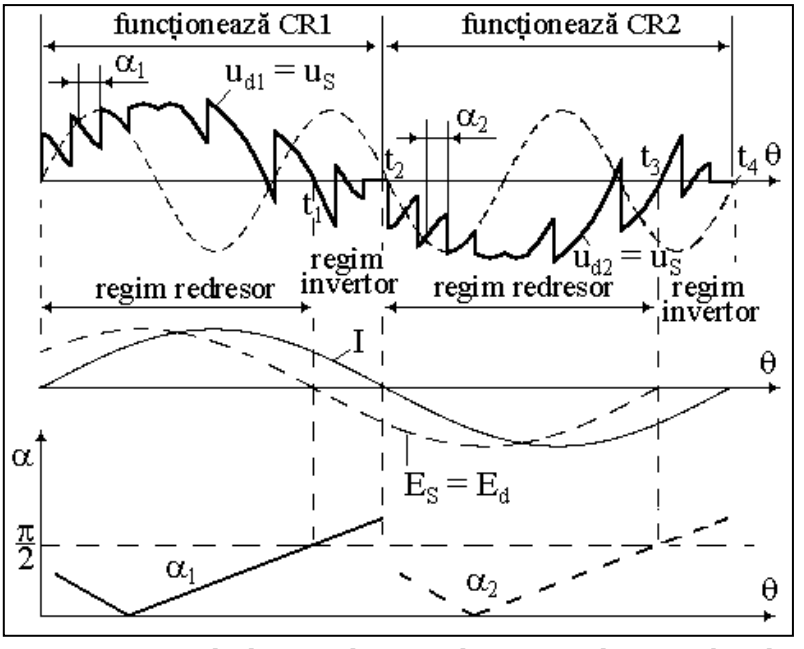


Fig.3. 19 – Diagramele de timp ale curenților, tensiunilor şi unghiurilor de comandă la convertorul direct de frecvență cu comandă separată **(f_{ies} = 16,67 Hz)**

În figura 3.19 sunt reprezentate tensiunea electromotore de ieşire, curentul de ieşire I_S al convertorului direct de frecvență şi unghiurile de comandă ale CR_1 şi CR_2. Datorită caracterului inductiv al sarcinii, curentul în aceasta este defazat în urma tensiunii E_S cu unghiul φ. Din această cauză, CR_1 funcționează în regim de redresor din momentul intrării lui în funcțiune până în momentul t_1, după care $\alpha_1 > 90°$ şi tensiunea la bornele CR_1 îşi schimbă sensul. CR_1 începe să funcționeze în regim de invertor, iar energia acumulată în elementele reactive ale circuitului de sarcină se întoarce în rețeaua de alimentare. Când $t = t_2$, curentul în sarcină scade până la 0, intră în funcțiune CR_2 în regim de redresor şi curentul începe să crească, dar de acum în sens contrar.

În momentul t_3, sensul tensiunii interne a CR_2 se modifică ($\alpha_2 > 90°$), dar curentul continuă să treacă în acelaşi sens şi CR_2 funcționează în regim de invertor.

Din figura 3.19, se vede că valorile instantanee ale tensiunilor interne ale CR_1 şi CR_2 au pulsații, care se măresc când scade raportul $f_{rețea}/f_{ies}$. La alimentarea convertorului direct de frecvență de la rețeaua de frecvență industrială, gama frecvențelor de ieşire se întinde de la 0 la 20 ÷ 21 Hz. Peste

aceste frecvențe, calitatea tensiunii de ieşire se înrăutăţeşte, iar când $f_{ies} > 50$ Hz, funcționarea convertorului direct de frecvență devine imposibilă; la aceste frecvențe, diodele trebuie să se decupleze de câteva ori în decursul unei perioade, iar la comutarea naturală a tiristoarelor monooperaționale acest lucru este imposibil.

Convertorul direct de frecvență cu ieşire trifazată se realizează pe baza a trei convertoare directe de frecvență, cu ieşire monofazată (figura 3.18.a), defazarea reciprocă a tensiunilor de ieşire fiind asigurată de către sistemul de comandă. Convertoarele directe de frecvență îşi găsesc utilitatea la acționările electrice la maşinile asincrone şi sincrone, precum şi pentru alimentarea instalațiilor electronice de putere. Puterea convertoarelor reversibile şi a convertoarelor directe de frecvență poate ajunge la câteva zeci de MW.

3.8. Convertoare reglabile de tensiune alternativă

Modificarea puterii furnizate consumatorilor de curent alternativ de frecvență industrială se face cu ajutorul convertoarelor reglabile de tensiune alternativă (figura 3.20.a).

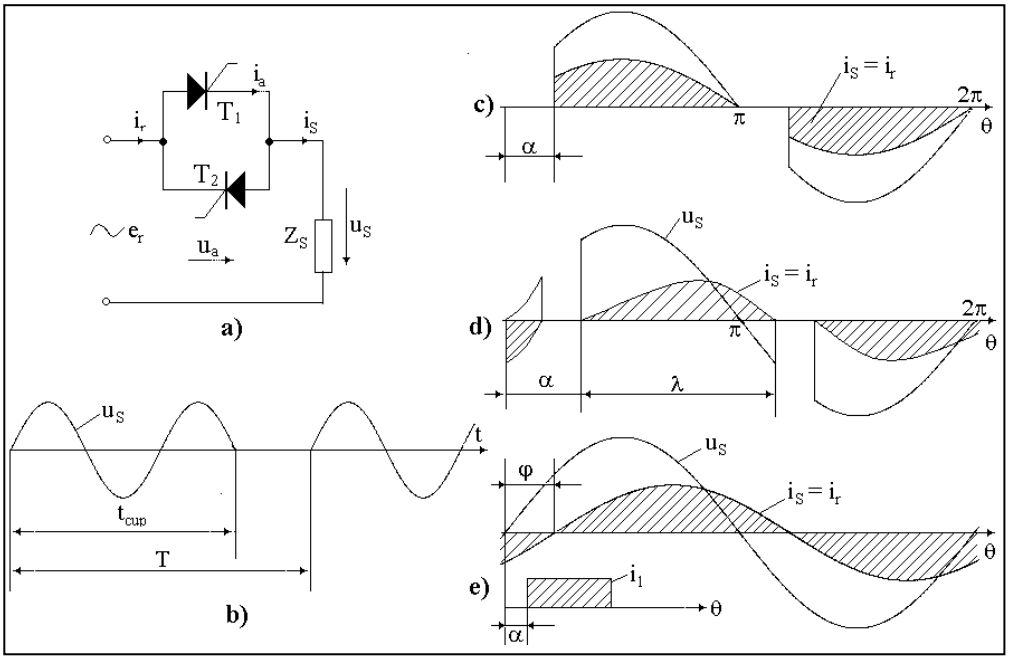


Fig.3. 20 – Convertor reglabil de tensiune alternativă: a – schema electronică; b – diagramele de timp în cazul reglării prin lățimea impulsului; c – e - diagramele de timp în cazul reglării de fază

Convertorul se compune din două tiristoare, cuplate în paralel. În funcție de metoda de comandă a convertorului (de legea de formare a impulsurilor de comandă pentru deschiderea tiristoarelor) sunt posibile două metode de reglare: a lățimii impulsului şi a fazei. În cazul metodei de reglare în lățimea impulsului, la frecvență scăzută ambele tiristoare se găsesc în stări cuplate sau decuplate pe durata unor intervale mai mari decât perioada frecvenței tensiunii de alimentare, deci convertorul funcționează în regim "cuplat-decuplat" (figura 3.20.b). Când se aplică impulsurile de comandă pe tiristoare, ele conduc ambele alternanțe de tensiune în sarcină şi îndeplinesc rolul de comutator, care conduce curentul în două sensuri. Când dispar impulsurile de comandă de pe tiristoare, acestea nu se cuplează; comutatorul este deschis, tensiunea şi curentul în sarcină sunt egale cu zero. La cuplarea şi decuplarea rară a sarcinii, convertorul îndeplineşte funcția de pornire pentru cuplarea diferiților consumatori: motoare, instalații electrotehnice, etc. La cuplarea şi decuplarea periodică a comutatorului apare posibilitatea reglării puterii în sarcină, datorită schimbării duratei stării de cuplare a tiristoarelor, t_{cup}, în raport cu perioada de repetare a ciclurilor de repetare T: $\tau = t_{cup}/ T$

Puterea în sarcină pentru o perioadă T este: $P_S = P_{Smax} \cdot \tau$, unde $P_{Smax.}$ este puterea în sarcină în lipsa reglării. O astfel de reglare a puterii se realizează, de exemplu, la încălzitoarele electrice, care au constantă termică de timp mare.

La reglarea de fază se modifică faza impulsurilor de comandă în raport cu momentul de deschidere naturală a diodelor, caz în care, de asemenea, se reglează durata de cuplare a sarcinii la rețeaua de alimentare (figura 3.20.c-e), dar această durată nu depăşeşte jumătate din perioada frecvenței rețelei. Această metodă permite obținerea unei reglări mai rapide a puterii şi se foloseşte la aparatele de sudură, pentru reglarea iluminării, comanda motoarelor asincrone, reglarea tensiunii în primarul transformatorului la redresoarele de tensiune înaltă realizate cu diode, etc.

Să analizăm funcționarea convertorului de tensiune alternativă, cu comandă de fază, în cazul sarcinii active ($Z_s = R_s$). Când alternanța tensiunii rețelei e_r este pozitivă, tiristorul T_2 este sub tensiune inversă şi nu conduce curent. Tiristorul T_1 este sub tensiune directă şi se deschide numai în momentul $\theta = \alpha$ (figura 3.20.c); în acest moment, sarcina se cuplează la rețea şi $u_s = e_r$. Tensiunea u_s creşte în salt, iar curentul repetă forma tensiunii. În momentul $\theta = \pi$, polaritatea tensiunii rețelei se schimbă, curentul scade la zero şi tiristorul T_1 se blochează.

Până la deschiderea lui T_2, în momentul $\theta = \pi + \alpha$, în sarcină nu există curent şi tensiune. La aplicarea, în acest moment, a impulsului de comandă pe T_2, acesta se deschide, tensiunea pe sarcină u_s devine din nou egală cu tensiunea rețelei, e_s. În momentul $\theta = 2\pi$, se produce blocarea lui T_2.Când lucrează T_1 sau T_2, puterea se transmite din rețea în sarcină. Când

tiristoarele sunt blocate, din rețea nu se consumă putere. Puterea în sarcină activă poate fi calculată cu ajutorul valorii efective a tensiunii pe sarcină, U_S:

$P_S = \frac{U_S^2}{R_S}$, unde:

$$U_s = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\left(\sqrt{2}E_r \sin\theta\right)^2 d\theta} = E_r\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \qquad (3.\ 13)$$

Când se măreşte unghiul de comandă, intervalul de transmitere a puterii din rețea în sarcină se micşorează, iar puterea în sarcină scade. Caracteristica de reglare a convertorului de tensiune variabilă, $U_s = f(\alpha)$, este prezentată în figura 3.21.

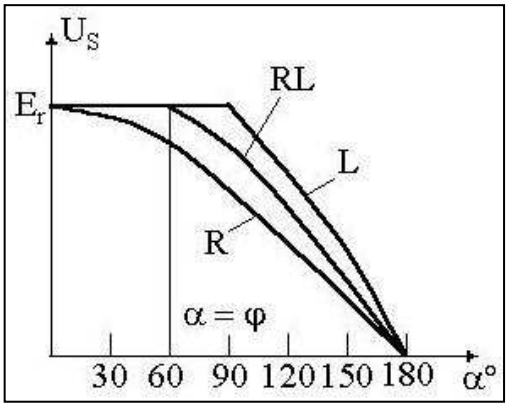


Fig.3. 21 – Caracteristicile de reglare ale convertorului de tensiune variabilă

Dacă sarcina este activ-inductivă ($Z_s = R_s + i\omega L_s$), atunci inductanța sarcinii se opune variației rapide a curentului şi prelungeşte durata trecerii curentului prin tiristor, $\lambda = \pi - \alpha$. În figura 3.20.d sunt prezentate diagramele de timp ale tensiunilor şi curenților în convertor, când $\alpha > \varphi$, unde $\varphi = \text{arctg}(\omega L_S/R_S)$. În momentul $\theta = \alpha$, impulsul de comandă se aplică pe T_1, acesta se deschide, pe sarcină se stabilizează tensiunea $u_s = e_r$ şi începe creşterea curentului în sarcină, $i_S = i_a = i_r$. În intervalul $[\alpha, \pi]$, puterea se transmite din rețea în sarcină şi se acumulează parțial în inductanță. În momentul $\theta = \pi$, tensiunea rețelei îşi schimbă sensul, dar inductanța întârzie scăderea curentului şi T_1 rămâne deschis. Începând din acest moment, sensurile tensiunii şi curentului în sarcină sunt inverse (figura 3.1.c), adică inductanța circuitului de sarcină redă energia acumulată. În momentul $\theta = \alpha + \lambda$, energia din inductanță se epuizează şi curentul i_S se anulează. Până la cuplarea lui T_2 urmează o pauză fără curent (regim de curent cu întreruperi). În momentul $\theta = \pi + \alpha$, impulsul de comandă se aplică pe

tiristorul T_2. În intervalul $[(\pi + \alpha), 2\pi]$, energia se transmite din nou din rețeaua de alimentare în sarcină.

La creşterea unghiului de comandă, α, intervalul în care energia se transmite în sarcină se micşorează şi valoarea efectivă a tensiunii în sarcină scade. La micşorarea unghiului de comandă, intervalul în care în sarcină se transmite energia din rețea creşte; când $\alpha = \varphi$, tensiunea pe sarcină pe durata întregii perioade este $u_s = e_r$ şi pauza fără curent dispare. Curentul în sarcină are formă sinusoidală şi este defazat în raport cu tensiunea cu φ; tiristoarele sunt deschise pe rând pe durata $\lambda = \pi$ şi sarcina este cuplată direct în rețea. În acest fel, în regimul de curent fără întrerupere, acțiunea de comandă a convertorului dispare. La micşorarea în continuare a lui α, când $\alpha < \varphi$, nu este posibilă modificarea mărimii şi formei curentului, pentru că, în orice moment de timp, sarcina este legată în rețea. Curentul prin T_1 începe să treacă în momentul $\theta = \varphi$, iar prin T_2 în momentul $\theta = \pi + \varphi$. Pentru funcționarea normală a convertorului este necesar ca, în aceste momente, pe tiristoarele respective să fie aplicate impulsurile de comandă care, prin urmare, trebuie să aibă o durată suficient de mare. În caz contrar, tiristorul nu se deschide şi funcționarea convertorului este perturbată. Când în procesul de funcționare, caracterul sarcinii se modifică, se schimbă şi unghiul φ, din care cauză, pentru eliminarea întreruperii funcționării convertorului la aplicarea impulsurilor de comandă în momentele $\alpha < \varphi$, sistemul de comandă formează impulsuri largi (figura 3.20.c). În acest regim, tiristoarele nu se cuplează în momentele de aplicare a impulsurilor ci în momentele când curentul are valoarea zero. Din această cauză, domeniul unghiurilor $\alpha < \varphi$ nu poate fi utilizat pentru reglarea tensiunii în sarcină.

Caracteristicile de reglare ale convertorului de tensiune variabilă pentru funcționarea în sarcină activ-inductivă sunt prezentate în figura 3.21. La funcționarea în sarcină inductivă, $\varphi = \pi/2$ şi domeniul de reglare a tensiunii în sarcină cuprinde unghiurile de comandă $\alpha = \pi/2 - \pi$. În acest caz, impulsurile de comandă trebuie să aibă durata mai mare de $\pi/2$. Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină la funcționarea pe sarcină activ-inductivă este: $U_s = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\lambda}\left(\sqrt{2}E_r \sin\theta\right)^2 d\theta}$. Această tensiune depinde nu numai de tensiunea rețelei şi de unghiul de comandă, ci şi de caracterul sarcinii: cu cât este mai mare unghiul φ, cu atât este mai mare intervalul de timp λ, cât trece curentul prin tiristor, cu atât este mai mare intervalul de timp cât tensiunea pe sarcină repetă tensiunea rețelei şi cu atât mai mare este U_s. Dependența tensiunii de ieşire este caracteristică pentru funcționarea convertoarelor în regim de curent intermitent (paragraful 3.2.2). Pentru calculul parametrilor tiristoarelor, necesari pentru alegerea acestora, trebuie cunoscute valorile maxime ale

tensiunii şi curentului în sarcină. Curentul mediu prin tiristoare se calculează pe baza regimului curentului maxim prin sarcină în regimul $\alpha = \varphi$ şi se consideră că i_s are formă sinusoidală; atunci:

$$I_a = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2} I_s \sin\theta \cdot d\theta = 0{,}45 \cdot I_s = \frac{0{,}45 \cdot E_r}{|Z_s|_{min}}$$

Tensiunea maximă pe tiristoare este egală cu valoarea maximă a tensiunii rețelei: $U_{inv} = \sqrt{2}\, E_r$.

3.9. Influența convertoarelor asupra rețelei de alimentare

3.9.1. Factorul de putere al convertoarelor

În multe rețele şi sisteme electrice, convertoarele cu tiristoare sau diode reprezintă unul din tipurile principale de sarcină, o sarcină neliniară a cărei funcționare are influență asupra regimului de funcționare a rețelei, în special dacă puterile convertorului şi rețelei sunt comparabile. Din această cauză, atât la proiectarea rețelelor electrice, cât şi a convertoarelor, este necesar să se aibă în vedere influența acestora din urmă asupra primelor. Numai în acest caz se pot elabora instalații cu indicatori tehnico-economici corespunzători. În general, convertorul cu diode, ca sarcină pentru rețea, poate fi caracterizat de factorul de putere:

$$\chi = \frac{P}{S} \qquad (3.\ 14)$$

unde P este puterea activă, consumată de convertor din rețea, $S = U_1 I_1$ este puterea aparentă, sau totală, absorbită din rețea, U_1 şi I_1 sunt valorile efective ale tensiunii şi curentului rețelei.

Puterea activă este $P = P_s + P_p$, unde P_s este puterea activă a sarcinii, ce caracterizează efectul de transformare a energiei, iar P_p este puterea pierderilor în convertor. Se poate scrie că $P_s = P \cdot \eta$, unde, η este randamentul convertorului. Pentru că, de obicei randamentul convertorului este mare, se poate considera că $P \approx P_s$.

Puterea aparentă, S, este determinată de valorile efective ale tensiunii şi curentului în rețeaua de alimentare. Valorile mari ale lui S impun creşterea puterii stabilite pentru rețea, inclusiv a transformatorului, creşterea secțiunii conductoarelor, sporirea rezistenței izolației, etc. Din această cauză, la proiectarea convertoarelor cu diode se pune problema creşterii factorului de putere al acestora până la valoarea limită $\chi = 1$.

Cele de mai sus se referă nu numai la convertoarele cu diode, dar şi la oricare elemente de sarcină ale rețelelor electrice. Pentru evidențierea

particularităților convertoarelor cu diode ca sarcini neliniare pentru rețea, să comparăm procesele schimbului de energie dintre sarcină şi rețea, pentru sarcinile liniare şi pentru convertoarele cu diode.

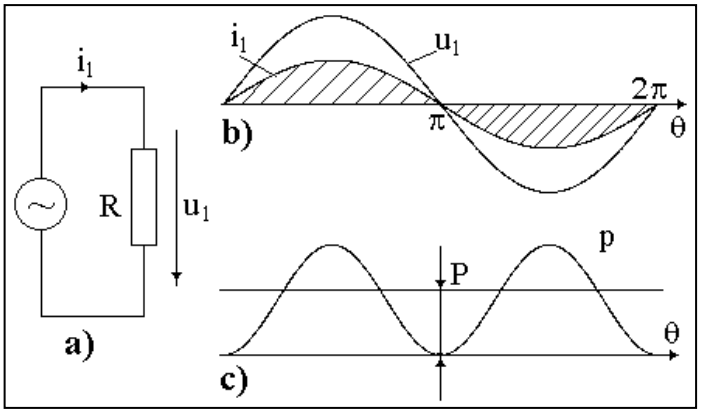


Fig.3. 22 – Schema (a) şi diagramele de timp ale curentului şi tensiunii (b) şi a puterii instantanee (c), la funcționarea sursei (rețelei) de tensiune variabilă în sarcină activă

La funcționarea în sarcină activă (figura 3.22.a), curentul i_1 şi tensiunea u_1 sunt în fază, polaritatea acestora coincide în oricare moment de timp şi energia se transmite continuu din rețea în sarcină (figura 3.22.b). Curba puterii instantanee (figura 3.22.c) are o singură polaritate. Puterea activă este:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u_1 i_1 dt \qquad (3.\ 15)$$

unde T este perioada de variație a puterii, π. Atunci,

$$P = \frac{1}{\pi}\int_0^T \sqrt{2}U_1 \sin\theta \cdot \sqrt{2}I_1 \sin\theta \cdot d\theta = U_1 I_1$$

Astfel, P = S, iar factorul de putere este $\chi = 1$.

La funcționarea în sarcină activ-inductivă (figura 3.23.a), pe curbele tensiunii şi curentului (figura 3.23.b), se pot selecta intervalele de timp $[t_2, t_3]$ şi $[t_4, t_5]$, când polaritatea tensiunii şi curentului coincid, energia transmițându-se din rețea în sarcină; valorile puterii instantanee, $p = u_1 i_1$ (figura 3.23.c), în aceste intervale sunt pozitive. În intervalele $[t_1, t_2]$ şi $[t_3, t_4]$, polaritățile tensiunii şi curentului sunt opuse, sarcina întoarce energie în rețea, valoarea puterii instantanee în aceste intervale fiind negativă (figura 3.23.c). Puterea activă se poate determina pe baza formulei (3.15), dacă se înlocuieşte

$u_1 = \sqrt{2}\, U_1 \cdot \sin\theta$ şi $i_1 = \sqrt{2}\, I_1 \cdot \sin(\theta - \varphi)$, unde $\varphi = \text{arctg}(\omega L/R)$.

Pentru explicarea proceselor fizice, să considerăm curentul i_1 sub forma sumei a două componente: curentul $i_{1,0}$, în fază cu tensiunea u_1 şi curentul $i_{1,\pi/2}$, defazat în urma tensiunii u_1 cu unghiul $\pi/2$ (figura 3.23.d).

Curba puterii instantanee, $p = u_1 \cdot i_1$, poate fi reprezentată, de asemenea, sub forma unei sume:

$$p = p_0 + p_{\pi/2} = u_1 \cdot i_{1,0} + u_1 \cdot i_{1,\pi/2} \qquad (3.16)$$

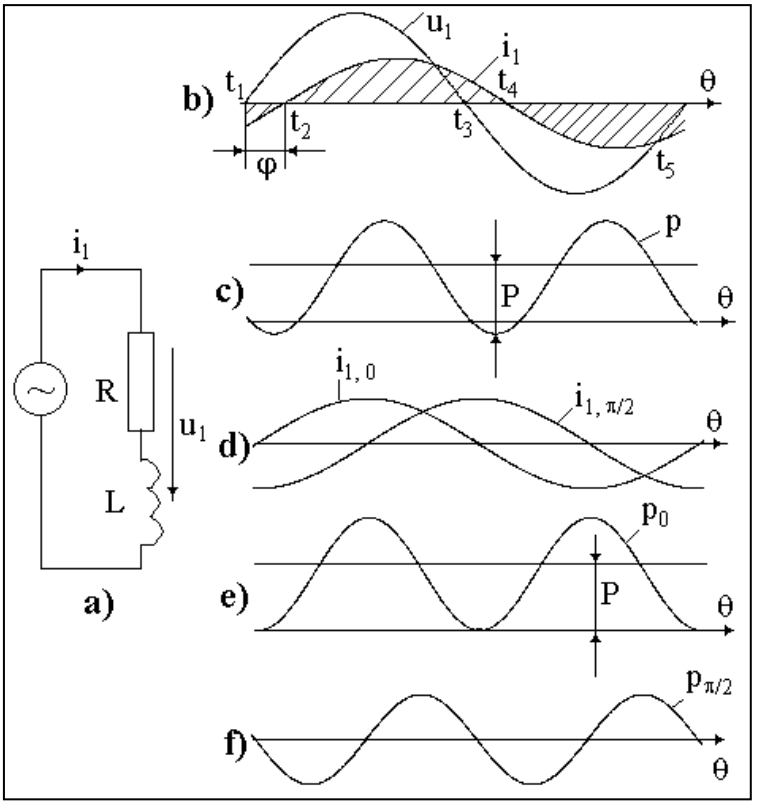


Fig.3. 23 – Schema şi diagramele de timp ale curentului, tensiunii şi puterii instantanee, la funcționarea sursei (rețelei) de tensiune variabilă în sarcină activ-inductivă

Curbele $p_0(\theta)$ şi $p_{\pi/2}(\theta)$ sunt reprezentate în figurile 3.23.e şi 3.23.f. Să determinăm puterea activă, pe baza formulei 4.2, având în vedere relația (3.16):

$$P = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_1 i_1 d\theta = \frac{1}{\pi}\int_0^{T} \sqrt{2}U_1 \sin\theta \cdot \sqrt{2}I_1 \cos\varphi \cdot \sin\theta \cdot d\theta +$$

$$+ \frac{1}{\pi}\int_0^{T} \sqrt{2}U_1 \sin\theta \cdot \sqrt{2}I_1 \sin\varphi \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \cdot d\theta$$

Rezultatul integrării termenului al doilea este egal cu 0, deoarece curba $p_{\pi/2}$ nu are componentă continuă, caracterizând schimbul inutil de energie dintre rețea şi sarcină. Astfel,

$$P = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_1 i_{1,0} d\theta = U_1 I_1 \cdot \cos\varphi$$

adică transmiterea puterii active în sarcină este determinată de componenta în fază cu tensiunea a intensității curentului, $i_{1,0.}$ În conformitate cu relația (3.15),

$$\chi = \frac{U_1 I_1 \cos\varphi}{U_1 I_1} = \cos\varphi \qquad (3.17)$$

Sarcina consumă din rețea nu numai putere activă, ci şi reactivă.

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

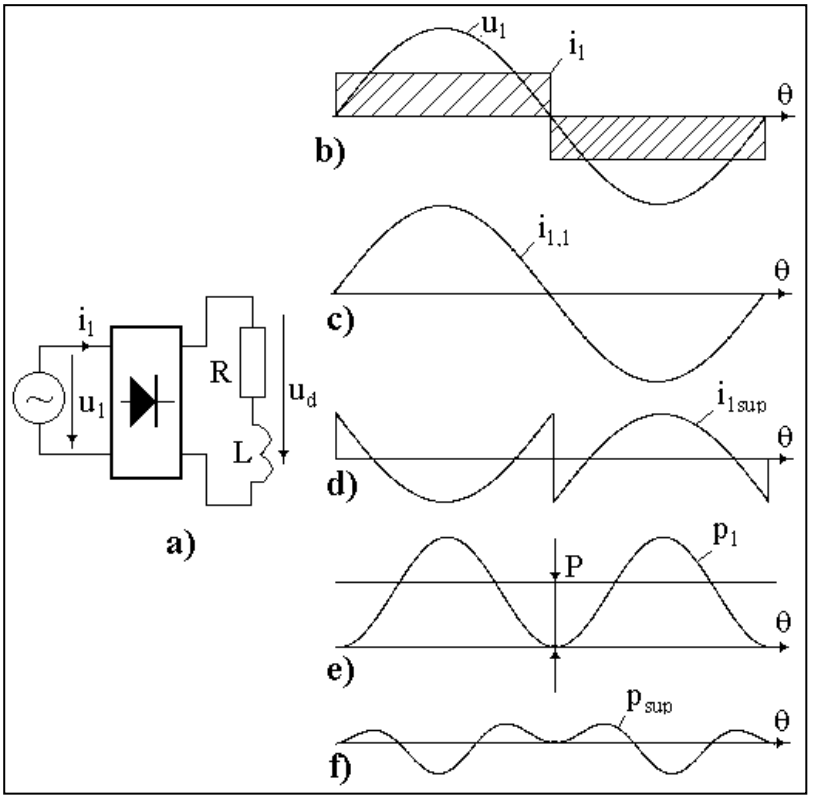


Fig.3. 24 – Schema şi diagramele de timp ale curentului, tensiunii şi puterii instantanee, la funcționarea redresorului necomandat pe sarcină activ-inductivă

Să analizăm în continuare funcționarea rețelei în sarcină neliniară. În figura 3.24.a este arătată cuplarea la rețea a redresorului monofazat necomandat cu sarcină RL. Considerăm că inductanța din circuitul de sarcină

al redresorului este mare, şi neglijăm procesele de comutare în diode. În figura 3.24.b sunt reprezentate curbele tensiunii rețelei, u_1 şi curentului consumat de redresor, i_1, care are forma impulsurilor dreptunghiulare, de polarități diferite. Pentru determinarea puterii active din această schemă este suficient să se folosească formula (3.15), însă pentru analizarea proceselor fizice ale schimbului de energie dintre rețea şi sarcină se are în vedere descompunerea curentului i_1 în serie Fourier:

$$i_1 = i_{1,1} + i_{1,3} + i_{1,5} + \ldots = \sum_{k=1,3,5\cdots}^{\infty} \sqrt{2} I_{1,k} \sin k\theta \qquad (3.\ 18)$$

unde $I_{1,k}$ este valoarea efectivă a armonicii k a curentului i_1.

În figura 3.24.c este reprezentată prima armonică a curentului consumat de redresor din rețea, $i_{1,1}$, iar în figura 3.24.d, suma componentelor armonicelor superioare ale aceluiaşi curent, $i_{1,sup} = \sum_{k=3,5,7\cdots}^{\infty} i_{1,k}$. Curba puterii instantanee poate fi de asemenea descompusă în două componente:

$$p = u_1 i_1 = u_1 i_{1,1} + u_1 i_{1,.sup} = p_1 + p_{sup}$$

reprezentate în figurile 3.24.e,f. Pe baza formulei 3.15, având în vedere relația 3.18, puterea este:

$$P = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_1 i_1 \cdot d\theta = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2} U_1 \sin\theta \sqrt{2} I_{1,1} \sin\theta \cdot d\theta +$$

$$+ \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2} U_1 \sin\theta \left(\sum_{k=3.5.7...}^{\infty} I_{1,k} \sin k\theta \right) d\theta$$

Rezultatul integrării celui de al doilea termen este egal cu zero, pentru că termenul p_{sup} nu are componentă continuă şi, de asemenea, caracterizează schimbul inutil de energie dintre rețea şi sarcină. În acest fel: $P = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_1 i_{1,1} \cdot d\theta = \nu U_1 I_1$, unde $\nu = I_{1,1}/I_1$ este raportul dintre valoarea efectivă a primei armonice a curentului $i_{1,1}$ şi valoarea efectivă a curentului i_1 şi se numeşte factor de distorsiune al curentului i_1.

Factorul de putere al redresorului necomandat, conform relației (3.15), este:

$$\chi = \frac{\nu U_1 I_1}{U_1 I_1} = \nu \qquad (3.\ 19)$$

Astfel, transferul în sarcină a puterii active este determinat numai de prima armonică a curentului, $I_{1,1}$, componentele armonice superioare producând numai schimbul inutil de energie dintre rețea şi sarcină. Puterea aparentă la funcționarea rețelei pe redresor necomandat poate fi reprezentată sub forma: $S = \sqrt{P^2 + T^2}$, unde $T = U_1 I_1 \sqrt{1 - \theta^2}$ este puterea distorsiunilor.

La fel ca şi puterea reactivă, puterea distorsiunilor produce reducerea χ, iar rezultatele nedorite ale acestei scăderi au fost menționate mai sus. În afară de aceasta, la funcționarea convertorului de la rețeaua de putere comparabilă apar efecte negative suplimentare, determinate de distorsionarea curentului consumat de acesta.

Curenții nesinusoidali ai convertoarelor produc pe rezistența interioară a rețelei de putere limitată o cădere de tensiune nesinusoidală, producând astfel distorsionarea curbei tensiunii de alimentare. Nesinusoidalitatea tensiunii rețelei are influență negativă asupra multor consumatori de energie: se măresc pierderile în maşinile electrice, în transformatoare şi în rețele, creşte încălzirea părților conductoare de curent şi uzura izolației, se reduce siguranța în funcționarea instalațiilor de automatizare şi de protecție, se înrăutățeşte funcționarea comunicațiilor. Metodele de reducere a influenței negative a convertoarelor cu diode asupra calității energiei electrice vor fi prezentate ulterior.

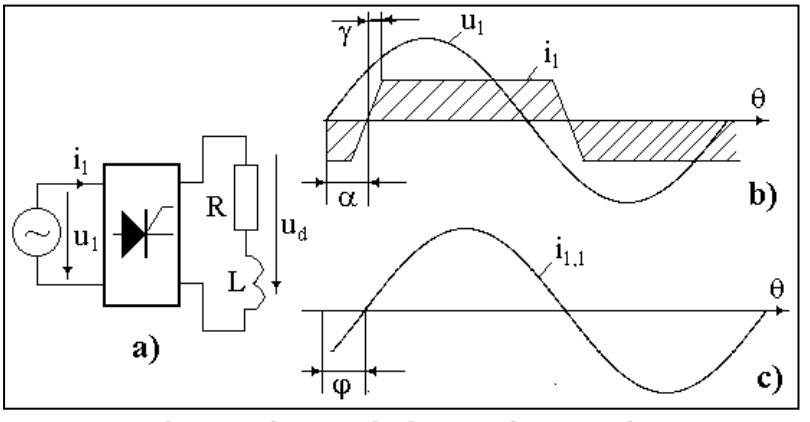


Fig.3. 25 – Schema şi diagramele de timp ale curentului şi tensiunii, la funcționarea redresorului comandat în sarcină activ-inductivă

În continuare, să analizăm cazul cel mai general de funcționare a convertorului comandat cu tiristoare şi sarcină RL. Schema este prezentată în figura 3.25.a, iar în figura 3.25.b sunt reprezentate curbele tensiunii u_1 şi curentului i_1 consumat de redresorul monofazat din rețea. Curentul i_1 are formă nesinusoidală, prima sa armonică (figura 3.25.c) fiind defazată în raport cu tensiunea u_1 la unghiul $\varphi = \alpha + \gamma/2$, unde α este unghiul de comandă al redresorului, iar γ este unghiul de comutare. Pentru determinarea puterii active consumate de convertor se foloseşte relația (3.16). Puterea activă se transmite în sarcină numai din componenta trifazată a primei armonici a curentului consumat:

$$P = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_1 i_1 d\theta = \nu U_1 I_1 \cos\varphi$$

Prin urmare, factorul de putere al redresorului comandat este:

$$\chi = \frac{\nu U_1 I_1 \cos\varphi}{U_1 I_1} = \nu \cos\varphi \qquad (3.\ 20)$$

unde primul factor caracterizează nesinusoidalitatea curentului consumat, iar cel de-al doilea – defazarea primei armonici a curentului i_1. Puterea aparentă este:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}$$

deci convertoarele cu tiristoare consumă din rețea pe lângă puterea activă şi puterea reactivă pentru prima armonică şi putere de distorsiune. Factorul de putere al convertorului cu tiristoare depinde de schema sa, de natura sarcinii şi de regimul de funcționare. În cel mai tipic regim de funcționare al redresorului, care este cu sarcină RL, când curentul de ieşire este neîntrerupt şi pentru orice număr de faze n ale redresorului, tensiunea de ieşire se determină cu relația (3.2): $E_d = \frac{E_{d0}}{\cos\alpha}$, la stabilirea căreia nu s-au avut în vedere procesele de comutare ($\nu = 0$). În acest caz, $\cos\varphi = \cos\alpha = \frac{E_d}{E_{d0}}$.

Dependența $\cos\varphi = f\left(\frac{E_d}{E_{d0}}\right)$ este reprezentată în figura 3.26.

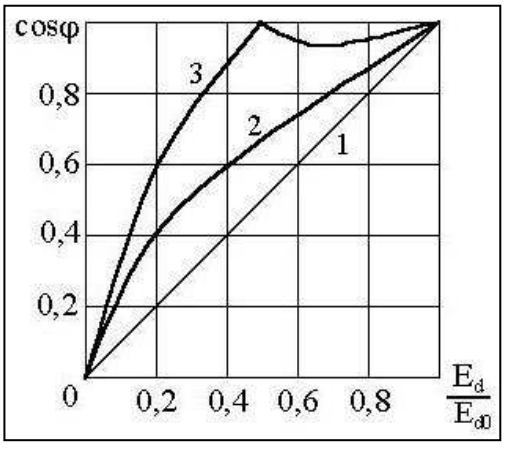


Fig.3. 26 – Dependența $\cos\varphi = f(E_d/E_{d0})$ pentru redresorul fără tiristor de nul (1), pentru redresorul monofazat cu tiristor de nul şi pentru redresoarele asimetrice cu două punți (2) şi cu patru punți (3)

Această dependență arată că, la reglarea tensiunii de ieşire a redresorului, E_d, factorul de putere al acestuia se micşorează substanțial, datorită creşterii unghiului de comandă şi a puterii reactive, consumate de convertor. Valoarea mică a factorului de putere şi dependența acestuia de regimul de funcționare reprezintă deficiențe serioase ale redresoarelor cu comandă de fază. Posibilitățile de eliminare a acestor deficiențe sunt analizate în paragrafele următoare. Valoarea factorului de putere al convertorului depinde de asemenea de factorul de nesinusoidalitate a curentului, ν.

În regim de curent fără întreruperi, curbele curentului consumat pentru diferite scheme de redresare au forma arătată în figurile 3.2.c, 3.9.b, 3.11.b, 3.15.b şi 3.17. Descompunerea în serie Fourier a curentului primar al redresoarelor cu număr diferit de faze permite determinarea valorii ν pentru aceste redresoare. Rezultatele calculelor, executate fără a lua în considerare procesele de comutație, sunt prezentate în tabelul 3.2.

Tabel 3.2. Factorul de distorsiuni ν al curentului primar la redresoarele cu număr diferit de faze

Tip redresor	Schema din figura	m	Factor de nesinusoidalitate
Monofazat cu nul	3.1.a	2	0,9
Monofazat în punte	2.4.a	2	0,9
Trifazat cu nul	3.9.a	3	0,83
Trifazat în punte	3.11.a	6	0,955
Dublu trifazat cu reactanță de egalizare	3.15.a	6	0,955
Cu 12 pulsuri	3.16.a, 3.16.b	12	0,9886

La creşterea numărului de pulsații n, pe durata perioadei curentului rețelei, în curba tensiunii de ieşire a redresoarelor, se îmbunătățeşte compoziția spectrală a curentului consumat din rețea şi creşte n. Aceasta reprezintă o calitate a convertoarelor multifazate. Factorul de putere al invertoarelor comandate de rețea poate fi determinat pe baza relației (3.20). Pentru că în regim de invertor $\alpha > \pi/2$, calculul pe baza relației (3.20), când se înlocuieşte $\varphi = \alpha$, dă o valoare negativă a lui χ. Factorul de putere la convertoarele cu tiristoare de alte tipuri se determină pe baza aceleiaşi metode, ca şi pentru redresoare. Pentru calcul, este necesar să se determine compoziția armonică a curentului consumat din rețea şi să se determine valoarea efectivă a primei sale armonici. Aceasta permite găsirea factorului de distorsiuni γ. Defazarea primei armonici a curentului în raport cu tensiunea rețelei, permite găsirea valorii $\cos\varphi$. Să determinăm factorul de putere la convertoarele reglabile de tensiune variabilă, analizate în paragraful 3.8.

Analiza se referă la redresorul cu sarcină activă. La reglarea tensiunii U_{ies} cu impulsuri de lățime, puterea activă în sarcină este:

$$P_S = \frac{U_{ies}^2}{R_S} = U_{ies} \cdot I_1 \qquad (3.\ 21)$$

unde I_1 este valoarea efectivă a curentului consumat din rețea și care trece prin circuitul de sarcină. Dacă se neglijează pierderile active în convertor, atunci $P = P_C$:

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{U_{ies} I_1}{U_1 I_1} = \frac{U_{ies}}{U_1} \qquad (3.\ 22)$$

În figura 3.20.b se prezintă forma tensiunii u_{ies}, forma curentului i_1 repetând forma tensiunii. Datorită caracterului activ al sarcinii, defazarea curentului în raport cu tensiunea rețelei lipseşte, cos $\varphi = 1$, puterea reactivă nefolosindu-se de către convertor. Curentul i_1 consumat din rețea este nesinusoidal, curba sa conținând componente armonice de frecvență mai mică decât frecvența rețelei, cea mai scăzută fiind $f = 1/T$ (T este perioada tensiunii u_{ies} –figura 3.20.b). În acest fel, puterea distorsiunilor la reglarea cu ajutorul impulsurilor de lățime este determinată de existența componentelor de frecvență joasă şi spectrul curentului i_1. Aceste distorsiuni ale curentului produc reducerea factorului de putere $\nu \neq 1$.

La reglarea de fază a convertorului de tensiune variabilă, puterea activă a sarcinii se determină cu relația (3.21), iar factorul de putere se determină cu relația (3.22). Totuși, componentele factorului de putere sunt acum altele. Curba $i_1(t)$ (figura 3.20.c) este defazată în raport cu tensiunea la un unghi oarecare, care depinde de unghiul de comandă α, din care cauză cos $\varphi \neq 1$ şi convertorul consumă din rețea putere reactivă. Nesinusoidalitatea curentului i_1 produce consumul puterii distorsiunilor, $\nu \neq 1$.

3.9.2. Convertoare cu tiristoare cu coeficient sporit de putere

Convertoarele cu tiristoare analizate până acum au factorul de putere de valori relativ mici, în special în cazul reglării profunde a tensiunii de ieşire. În scopul eliminării acestei deficiențe s-au proiectat numeroase convertoare cu factor sporit de putere. Pentru obținerea valorii limită de $\chi = 1$, este necesar să se proiecteze convertoare cu tiristoare care să consume din rețea curent de formă sinusoidală, în fază cu tensiunea rețelei. Convertoarele cu factor de putere ridicat pot fi împărțite în două clase:

a) cu comutație naturală a tiristoarelor;
b) cu tiristoare complet comandate sau cu comutația artificială a tiristoarelor monooperaționale.

Dintre convertoarele cu comutație naturală a tiristoarelor, să analizăm redresorul cu diodă de nul, schema monofazată în punte a redresorului cu diodă de nul (de şuntare) fiind prezentată în figura 3.27.a iar diagramele de

timp ale tensiunilor şi curenţilor redresorului fiind prezentate în figurile 3.27.b,c (se consideră că L_S este mare).

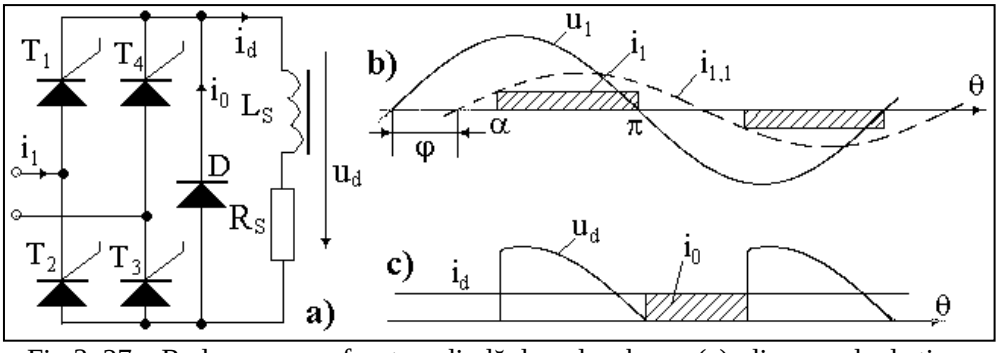


Fig.3. 27 – Redresor monofazat cu diodă de nul: schema (a); diagramele de timp ale tensiunilor şi curenţilor (b)

În momentul $\theta = \alpha$, se aplică impulsurile de comandă pe tiristoarele T_1 şi T_2; curentul circulă prin sarcină şi pe aceasta se aplică o tensiune egală cu $u_d(t) = u_1(t)$, astfel că sensul polarităţii lui u_d şi cel al lui i_d coincid, prin urmare energia se transmite din reţea în sarcină. Dioda D este blocată datorită tensiunii u_d, aplicate pe aceasta. În această etapă, procesele au loc ca într-un redresor obişnuit. În momentul $\theta = \pi$, polaritatea tensiunii $u_d(t) = u_1(t)$ se schimbă şi se deschide dioda de şuntare D. Curentul de sarcină se închide prin dioda D, $i_d(t) = i_0(t)$ şi energia acumulată în inductanţă se disipă pe rezistenţa R_S. Prin cuplarea diodei D, curentul prin tiristoarele T_1 şi T_2 se întrerupe şi $i_1 = 0$. În momentul $\theta = \pi + \alpha$, se cuplează tiristoarele T_1 şi T_2 şi procesele în schemă se repetă. În acest fel, curentul primar i_1 se întrerupe la schimbarea semnului tensiunii u_1. Defazarea primei armonici a curentului (reprezentată punctat în figura 3.27.b) în raport cu tensiunea reţelei u_1 este egală cu $\varphi = \alpha/2$, adică este mai mică decât valoarea lui φ la redresorul obişnuit pentru acelaşi unghi de comandă.

Curba tensiunii de ieşire a redresorului, u_d are aceeaşi formă ca şi în cazul funcţionării redresorului cu sarcină activă şi nu conţine porţiuni de tensiune negativă. Valoarea medie este:

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}E_2 \sin\theta \cdot d\theta = E_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2}$$

care corespunde relaţiei (3.1).

Dependenţa $\cos\varphi = f(E_d/E_{d0})$ pentru redresorul monofazat cu diodă de nul este prezentată în figura 3.26 (curba 2). Micşorarea duratei de trecere a curentului i_1 micşorează unghiul de defazare φ, astfel încât $\cos\varphi$ şi χ se măresc. La schemele de redresoare multifazate, creşterea lui χ se obţine cu

schemele asimetrice cu punți multiple. În figura 3.28.a este prezentată schema redresorului cu două punți.

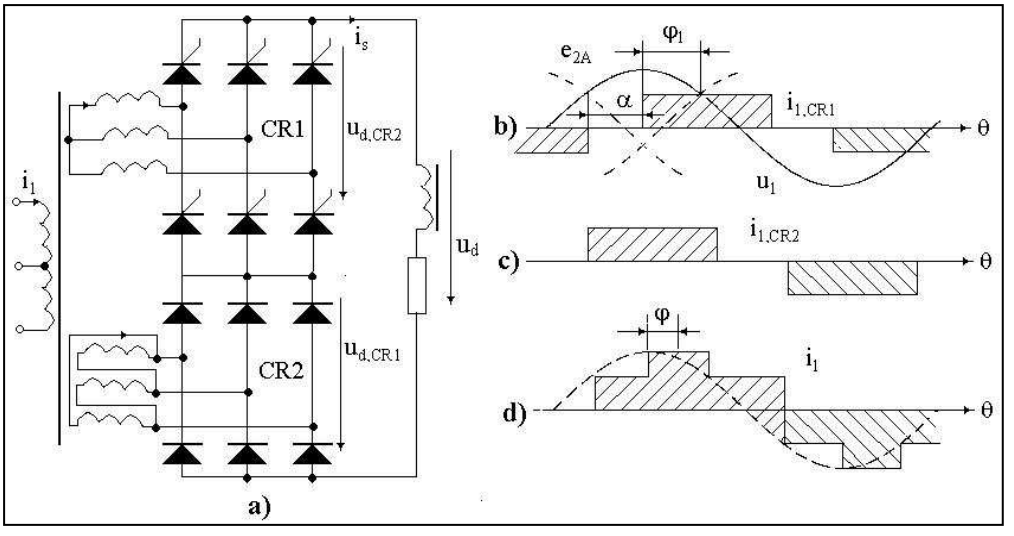


Fig.3. 28 – Redresor asimetric cu două punți: schema (a); diagramele de timp ale curenților (b)

Unul dintre seturi este realizat cu tiristoare, celălalt cu diode. Tensiunea de ieşire a redresorului este suma tensiunilor electromotoare a la ieşirea seturilor CR_1 şi CR_2, iar valoarea sa medie, având în vedere relația (3.2), este:

$$E_d = E_{d,CR1} + E_{d,CR2} = E_{d0,CR}\cdot\cos\alpha + E_{d0,CR} = E_{d0}\cdot\frac{1+\cos\alpha}{2}$$

unde $E_{d0,CR} = E_{d0}/2$ se determină cu relația (3.9). Curentul consumat din rețea, i_1, reprezintă suma a doi curenți: curentul $i_{1,CR1}$, consumat de setul comandat CR_1, a cărui primă armonică este defazată în raport cu tensiunea u_1 cu unghiul $\varphi_1 = \alpha$ (figura 3.28.b) şi curentul setului necomandat CR_2, $i_{1,CR2}$, a cărui primă armonică este în fază cu tensiunea u_1 (figura 3.28.c) (durata proceselor de comutare se consideră nulă).

Curentul rezultat, consumat din rețea de redresorul cu două punți, este reprezentat în figura 3.28.d, defazarea primei sale armonici în raport cu tensiunea fiind $\varphi = \alpha/2$. Dependența $\cos\varphi = f(E_d/E_{d0})$ pentru schema din figura 3.28.a este reprezentată în figura 3.26 (curba 2) şi ea arată că în schemă se obține aceeaşi creştere a factorului de putere ca şi la schema monofazată cu diodă de nul din figura 3.27.a.

În figura 3.29 este prezentată schema redresorului asimetric, a cărui tensiune de ieşire este egală cu suma tensiunilor de ieşire a patru seturi, două comandate, CR_1 şi CR_3 şi două necomandate, CR_2 şi CR_4. Pe CR_1 se aplică impulsurile de comandă cu unghiul de comandă α_1, iar pe CR_3 cu unghiul de

comandă α_3. Valoarea medie a tensiunii electromotoare la redresorul cu patru punți este (având în vedere relația 3.2) egală cu:

$$E_d = E_{d,CR1} + E_{d,CR2} + E_{d,CR3} + E_{d,CR4} = = E_{d0}\frac{2+\cos\alpha_1+\cos\alpha_3}{4},$$

unde $E_{d0} = E_{0CR}$.

Curentul consumat de redresor din rețea se compune din suma curenților consumați de cele patru seturi de diode, astfel încât curenții consumați de CR_2 și CR_4 nu au defazare față de tensiune, iar curenții consumați dee CR_1 și CR_3 sunt defazați cu unghiurile $\varphi_1 = \alpha_1$ și $\varphi_3 = \alpha_3$.

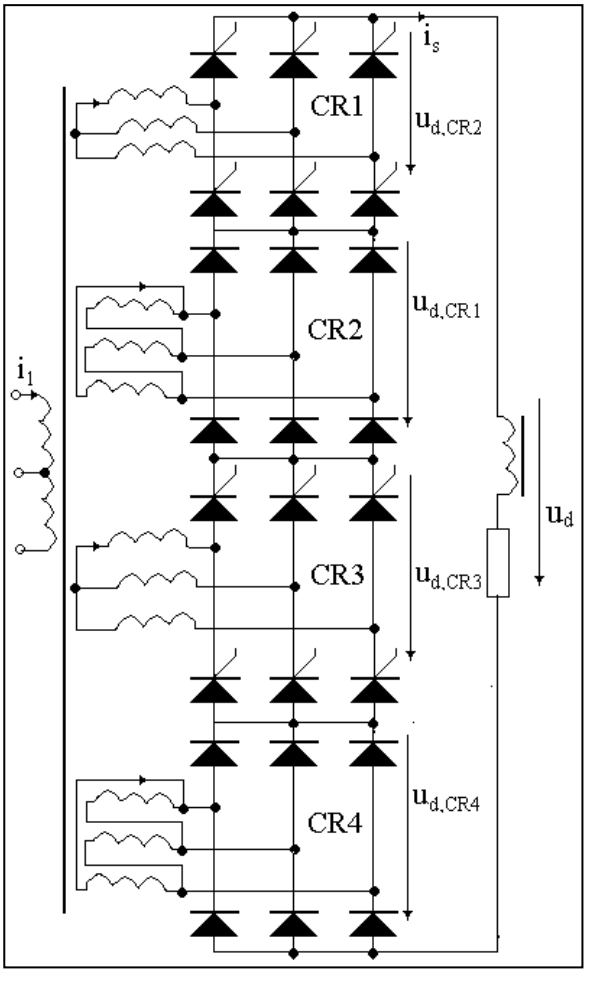


Fig.3. 29 – Redresor asimetric cu patru punți

Când $E_d \geq E_{d0}/2$, tensiunea de ieşire se reglează prin variația unghiului de comandă al CR_1, α_1, iar unghiul de comandă al CR_3 este $\alpha_3 = 0$. Defazarea

componentei fundamentale a curentului consumat de redresorul cu 4 punți din rețea este cauzată de defazarea curentului prin CR_1 la unghiul $\varphi_1 = \alpha_1$. Cu ajutorul unor transformări simple se poate obține că: $\varphi = \text{arctg}\dfrac{\sin\alpha_1}{3+\cos\alpha_1}$.

Dacă $E_d \le E_{d0}/2$, tensiunea de ieşire a redresorului se reglează prin variația unghiului de comandă al CR_3, α_3, iar unghiul de comandă al CR_1 este α_1 = max (când sunt neglijate procesele de comutare şi diodele sunt considerate ideale, $\alpha_{1max} = \pi$). Unghiul de fază al componentei fundamentale a curentului consumat de redresorul cu 4 punți din rețea, este, în acest regim, $\varphi = \alpha_3/2$. În figura 3.26 (curba 3), este arătată dependența $\cos\varphi = f(E_d/E_{d0})$, pentru schema cu patru punți a redresorului din figura 3.29, care arată că acest redresor are un factor de putere de valoare mărită.

Creşterea factorului de putere cu ajutorul redresoarelor asimetrice cu punți multiple se foloseşte frecvent la convertoarele de putere mare, unde este justificată utilizarea schemelor de redresare compuse. Avantajul acestor metode de creştere a factorului de putere constă în aceea că schemele acestor convertoare de putere nu conțin elemente suplimentare şi, la realizarea lor, nu cresc cheltuielile față de cele pentru convertoarele simetrice de aceeaşi putere. Însă, la convertoarele cu diode cu comutare naturală, nu se obține sincronizarea perfectă a componentei fundamentale a curentului consumat din rețea cu tensiunea de alimentare, din care cauză nu se poate obține un factor de putere egal cu unitatea. Se menține întotdeauna şi abaterea de la forma sinusoidală a curentului consumat din rețea.

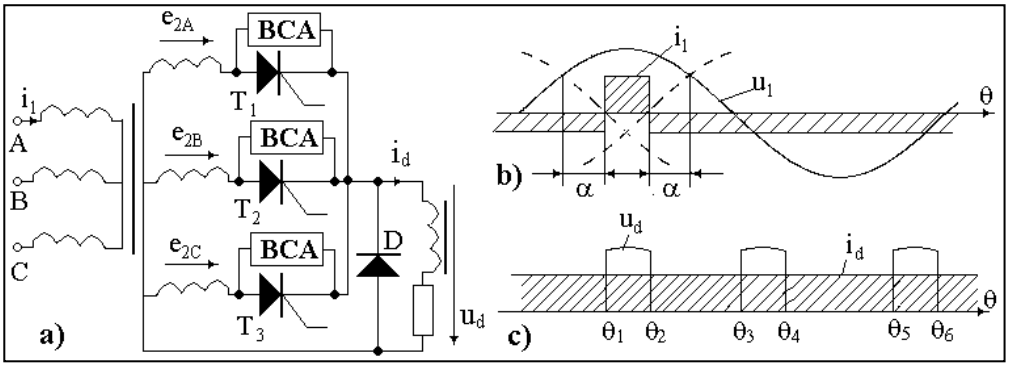


Fig.3. 30 – Redresor cu comutație artificială a tiristoarelor; a – schema simplificată; b – diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor

Posibilitatea obținerii valorii $\cos\varphi = 1$ când forma curentului i_1 este simetrică în raport cu tensiunea u_1 există la redresoarele care utilizează dispozitive redresoare total comandate sau la redresoarele cu comutare artificială. Puterea în cazul dispozitivelor redresoare complet comandate

(tranzistoare, tiristoare bioperaționale) este limitată. Datorită faptului că problema aceasta interesează în domeniul puterilor mari, prezintă importanță convertoarele cu tiristoare cu circuite artificiale de comutație. Schema simplificată a redresorului trifazat cu nul şi cu comutare artificială este prezentată în figura 3.30.a, iar diagramele de timp sunt reprezentate în figurile 3.30.b şi 3.30.c. La aplicarea, în momentul θ_1, a impulsului de comandă întârziat cu unghiul α față de momentul comutației naturale pe tiristorul T_1, acesta se deschide şi tensiunea la ieşirea redresorului este $u_d(t) = u_{2A}$. În momentul θ_2, T_1 este blocat cu ajutorului blocului special de comutare artificială, BCA, în care scop, în acest moment, pe tiristor se aplică o tensiune inversă de la condensatorul încărcat în prealabil, ce intră în componența BCA. În intervalul $\theta_2 - \theta_3$, datorită energiei acumulate în inductanța circuitului sarcinii, curentul trece prin dioda D şi această energie se disipă în rezistența de sarcină. În momentul θ_3, se cuplează tiristorul T_2 care se blochează în momentul θ_4 sub acțiunea BCA şi, din nou se cuplează dioda D. În intervalul $\theta_5 - \theta_6$ funcționează T_3. Momentele de blocare a tiristoarelor, θ_2, θ_4, θ_6 şi aşa mai departe, sunt translatate la stânga, cu unghiul α față de momentele corespunzătoare comutației naturale, astfel încât curbele curenților tiristoarelor şi, prin urmare, ale curenților primari, consumați din rețea, sunt simetrice în raport cu sinusoidala tensiunii u_r, a rețelei. Datorită acestui fapt, $\cos\varphi = 1$ şi puterea reactivă pe prima armonică nu se consumă de către convertorul cu tiristoare pentru orice valoare a lui α. Astfel, factorul de putere, determinat numai de nesinusoidalitatea curentului i_1, este mare.

Tensiunea de ieşire a redresorului din figura 3.30.a este:

$$E_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}-\alpha} U_{dm} \cos\theta \cdot d\theta = E_{d0} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\sin\frac{\pi}{3}}$$

În acest fel, redresoarele cu comutare artificială permit creşterea factorului de putere până la valori mari, datorită eliminării complete a consumului de putere reactivă pe prima armonică de către convertor. Aceasta reprezintă o calitate esențială a acestor convertoare, care atrag un interes deosebit. Convertoarele cu tiristoare cu comutare artificială au însă şi serioase deficiențe: introducerea elementelor suplimentare măreşte substanțial prețul şi gabaritul acestora. Realizarea schemelor fiabile de comutare artificială la nivelul puterilor mari ridică probleme dificile. De asemenea, schemele cu comutare artificială nu asigură sinusoidalitatea curentului consumat, datorită cărui fapt nu se pot obține valorile limită $\chi = 1$ şi rămâne valabilă dependența lui χ de regimul de funcționare. Din această cauză, convertoarele cu tiristoare cu factor de putere sporit şi comutație artificială nu şi-au găsit încă o largă utilizare.

3.9.3. Surse de putere reactivă

În paragraful anterior s-au menționat dificultățile care apar la realizarea convertoarelor cu tiristoare cu factor de putere ridicat. O altă metodă de creştere a factorului de putere constă în utilizarea surselor de putere reactivă şi a dispozitivelor de filtrare-compensare, a căror cuplare la intrarea convertorului permite creşterea factorului de putere al oricărui circuit, însă utilizarea acestora împreună cu convertoarele cu tiristoare are specificul său, determinat de caracterul neliniar al rezistenței de intrare şi de nesinusoidalitatea curentului de intrare al convertorului, consumat din rețea.

Sursele de putere reactivă se pot realiza prin metode diferite; cele mai frecvent utilizate în tehnica convertoarelor sunt cele de tipul condensator (necomandate) şi cele de tipul tiristor-condensator (comandate). Să analizăm posibilitatea creşterii factorului de putere cu ajutorul sursei de putere reactivă, care constă din aşa numitele condensatoare de cosinus (figura 3.31.a).

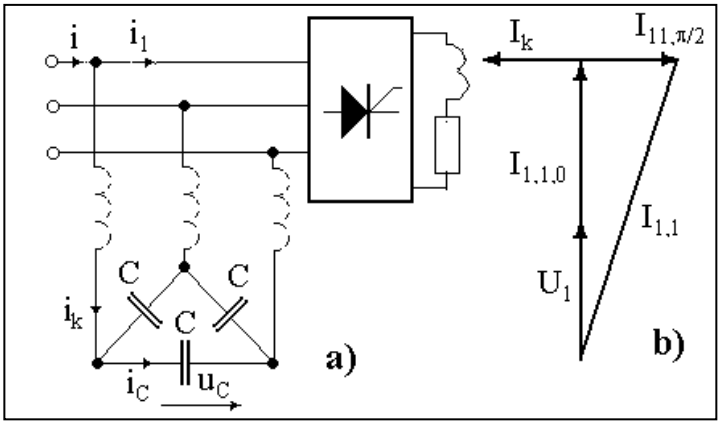


Fig.3. 31 – Cuplarea condensatoarelor de compensare la convertorul cu tiristoare (a) şi diagrama fazorială a curenților (b)

Setul de condensatoare este cuplat în paralel la intrarea convertorului, din care cauză curentul i, consumat din rețea, este egal cu suma dintre curentul convertorului i_1 şi a curentului de compensare i_k. În figura 3.31.b este reprezentată diagrama fazorială a curenților, unde fazorul $I_{1,1}$ corespunde componentei fundamentale a lui i_1. Se descompune curentul $I_{1,1}$ în componentele sale. $I_{1,1,0}$ şi $I_{1,1,\pi/2}$ (vezi paragraful 1.9.1). Dacă prin setul de condensatoare circulă curentul $I_k = I_{1,1}\cdot\sin\varphi$, curentul i este în fază cu tensiunea de alimentare şi instalația din figura 3.31.a nu consumă din rețea putere reactivă. Puterea reactivă consumată de convertor în acest caz, este compensată datorită puterii reactive furnizate de condensatoare. Curentul prin

fiecare condensator din schemă este $I_c = \frac{I_k}{\sqrt{3}}$. Tensiunea pe fiecare condensator este $U_c = U_{1\ell} = \sqrt{3}\,U_1$. În acest fel, $C = \frac{I_c}{\omega U_c} = \frac{I_k}{3\omega U_1}$.

Când compensarea puterii reactive a convertorului pe componenta fundamentală este totală, $C = \frac{\nu I_1 \sin\varphi}{3\omega U_1}$.

Pentru protecția la încălzire a condensatoarelor, datorită armonicilor superioare ale curentului, generate de convertor, în schemă se introduc inductanțe mici (figurate punctat în schema 3.31.a).

Aşa cum s-a arătat anterior, convertorul cu tiristoare consumă putere reactivă din rețea, care depinde de unghiul α de comandă, de mărimea şi de caracterul sarcinii. Pentru că puterea reactivă a convertorului se modifică în procesul de funcționare, compensația totală a puterii reactive este posibilă în această schemă numai pentru unul dintre regimuri. În alte regimuri este posibilă numai compensarea parțială a puterii reactive sau generarea în rețea a puterii suplimentare reactive. Alegerea capacității condensatoarelor este determinată de regimul de funcționare al convertorului şi rețelei, precum şi de considerații economice, pentru că mărirea capacității condensatorului mărește prețul de cost al instalației. În scopul reducerii nivelului componentelor armonice superioare în rețea, la funcționarea convertoarelor cu tiristoare, la rețea se cuplează dispozitive de compensație cu filtre. În figura 3.32 este prezentată schema unui asemenea dispozitiv, care conține un sistem de circuite LC oscilante multifazate cu rezonanță de tensiune. Frecvența de rezonanță a fiecăruia dintre aceste circuite corespunde frecvențelor celor mai puternice componente armonice superioare ale tensiunii rețelei, cauzate de funcționarea convertoarelor (sau a altei sarcini neliniare). În sistemele trifazate, armonicele multiple de trei, datorită simetriei, de obicei lipsesc. Cele mai intense armonice sunt cele de frecvență mai joasă. Frecvența de rezonanță a circuitului L_5C_5 este $\omega_5 = 5\omega$ şi, pentru această configurație este valabilă relația: $\sqrt{3C_5L_5} = \frac{1}{5\omega}$. La circuitul L_7C_7, rezonanța apare la frecvența $\omega_7 = 7\omega$, din care cauză: $\sqrt{3C_7L_7} = \frac{1}{7\omega}$.

La rezonanță, impedanța de intrare a fiecăruia dintre circuite este egală cu zero (dacă sunt neglijate pierderile în L şi C) şi prin acestea se închid componentele armonice ale curenților, generați de convertor, evitându-se astfel rețeaua de alimentare. Datorită acestui fapt, distorsionarea curbei tensiunii de rețea se reduce substanțial. La frecvența rețelei, ω, reactanța circuitelor L_5C_5 şi L_7C_7 are caracter capacitiv şi condensatoarele C_5 şi C_7

compensează puterea reactivă, consumată de convertor, la fel ca şi condensatoarele din schema 3.31.a. Din această cauză, dispozitivul cu filtre de compensare analizat permite nu numai reducerea distorsiunilor formei tensiunii de alimentare din rețea, dar şi micşorarea consumului de putere reactivă pe componenta fundamentală, din care cauză acest dispozitiv poate fi considerat de asemenea ca o sursă de putere reactivă.

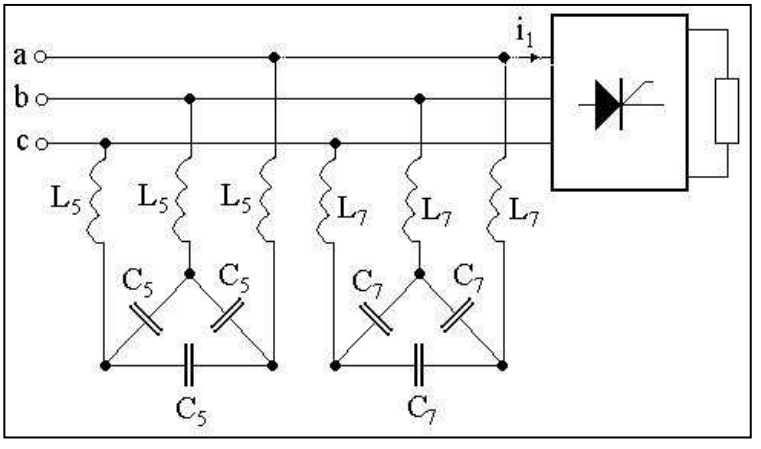


Fig.3. 32 – Schema de cuplare a dispozitivului cu filtre de compensare

Menținerea factorului de putere la nivel maxim când puterea reactivă consumată de convertoare se modifică este posibilă prin utilizarea surselor de putere reactivă de tip condensator-tiristor. Schema unui astfel de dispozitiv monofazat este prezentată în figura 3.33.a. În rețelele trifazate se folosesc trei scheme similare.

Sursa de putere reactivă comandată se compune din circuitele arătate în figura 3.32, acordate pe frecvențele celor mai intense componente armonice parazitare şi din convertorul reglabil de tensiune variabilă cu două tiristoare T_1 şi T_2 (figura 3.20.a), care are sarcina inductivă L şi care frecvent se numeşte regulator inductiv cu tiristoare. Dacă tiristoarele T_1 şi T_2 nu sunt deschise de impulsurile de comandă, dispozitivul atenuează distorsiunile armonice ale tensiunii rețelei pe armonicele 5 şi 7, iar condensatoarele C_5 şi C_7 generează puterea reactivă Q_C.

Să analizăm funcționarea convertorului de tensiune variabilă cu tiristoare pe sarcină inductivă. Dacă $\alpha \le \pi/2$ şi impulsurile de comandă ale convertorului sunt largi, acesta lucrează în regim de curent fără intermitență, când $\lambda = \pi$ şi, alternativ, se deschide câte un tiristor. Prin inductanță trece un curent sinusoidal (figura 3.33.b) de forma:

$$i_L = \frac{\sqrt{2}U_1}{\omega L}\sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) = I_m \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)$$

La creşterea lui α (figurile 3.33.c şi 3.33.d), energia acumulată în intervalul $\alpha - \pi$ în inductanță se micşorează şi scade şi intervalul în care inductanța retransmite energie în rețea. Curba curentului în inductanță rămâne simetrică în raport cu axa absciselor, iar unghiul în limitele căruia tiristoarele conduc este $\lambda = \pi - 2\alpha$. Între impulsurile de curent apar întreruperi (figurile 3.33.c,d). Prima armonică a curentului în inductanță este defazată în raport cu tensiunea u_1 la unghiul $\pi/2$ pentru oricare unghi de comandă $\alpha \geq \pi/2$. Curentul în inductanță este egal cu suma componentelor forțată şi liberă ale procesului: $i_L = I_m \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) + I_0$.

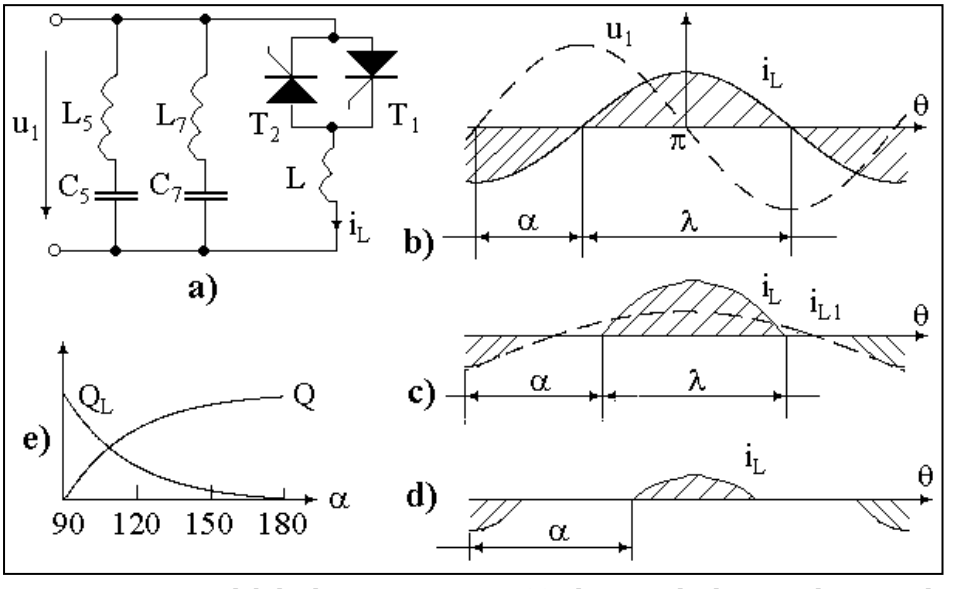


Fig.3. 33 – Sursă reglabilă de putere reactivă (a), diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor la convertorul reglabil de tensiune variabilă cu sarcină inductivă (b, c, d) şi dependența puterii reactive în funcție de unghiul de comandă (e)

Având în vedere că la cuplarea tiristoarelor $\theta = \alpha$, iar $i_L = 0$, se obține:

$$i_L = I_m\left[\sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)\right] = I_m(\cos\alpha - \cos\theta)$$

Prin descompunerea acestui curent în serie Fourier, se determină prima armonică:

$$i_{L1} = I_m\left[1 - \frac{2\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)}{\pi} - \frac{\sin(2\alpha - \pi)}{\pi}\right] \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \qquad (3.\ 23)$$

Puterea reactivă consumată de circuitul format din două tiristoare cuplate în paralel înseriate cu o inductanță, $Q_L = U_1 I_{L1}$, se micşorează prin creşterea unghiului de comandă α (dependența este arătată în figura 3.33.e). Astfel, la modificarea unghiului de comandă α, circuitul analizat îndeplineşte rolul de inductanță comandată:

$$L_{echiv} = L\left[1 - \frac{2\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)}{\pi} - \frac{\sin(2\alpha - \pi)}{\pi}\right]$$

Puterea reactivă rezultantă în schema din figura 3.33.a este dată de relația: $Q = Q_C - Q_L$. Dacă se alege $Q_{Lmax} = Q_C$, puterea reactivă Q va avea întotdeauna caracter capacitiv. Dependența lui Q de unghiul α este prezentată în figura 3.33.e. În acest mod, sursa de putere reactivă analizată generează putere reactivă şi realizează reglarea acesteia, atenuând distorsiunile armonice în rețea. Din această cauză, sursele de putere reactivă îşi găsesc o largă utilizare pentru creşterea factorului de putere la convertoarele cu tiristoare şi la alte instalații.

3.10. Sisteme de comandă pentru convertoare cu tiristoare

3.10.1. Funcțiile şi structura sistemelor de comandă

Convertoarele cu tiristoare se compun din partea de forță (PF), a cărei funcționare a fost analizată în paragrafele anterioare şi din sistemele de comandă (SC). Partea de forță a convertorului comandat, realizată cu dispozitive comandate (tiristoare, tranzistoare de putere), poate funcționa numai când pe electrozii de comandă se aplică în momente de timp determinate impulsurile care asigură cuplarea tiristoarelor respective. La convertoarele cu tiristoare şi cu comutare artificială, SC asigură în plus şi decuplarea tiristoarelor la momente de timp determinate. În continuare, să analizăm metodele de realizare a sistemelor de comandă ale convertoarelor cu tiristoare cu comutare naturală. Sistemele de comandă sunt uneori instalații complicate pentru prelucrarea informației şi sunt deosebite în funcție de tipul convertorului şi de domeniul de utilizare a acestuia, însă funcțiile SC pot fi grupate pentru rezolvarea a două probleme esențiale şi anume:

1) determinarea momentelor de timp în care trebuie cuplate anumite tiristoare. Aceste momente de timp sunt stabilite de semnalul de comandă care se aplică la intrarea SC şi care determină funcționarea acestora, şi, în

cele din urmă, definesc valorile parametrilor convertorului (de exemplu, valoarea medie a curentului sau tensiunii la ieşirea redresorului);

2) formarea impulsurilor de comandă, transmise în momentele de timp necesare pe electrozii de comandă ai tiristoarelor şi care au amplitudinea, puterea, durata corespunzătoare, iar în unele cazuri şi o anumită formă necesară a curbei de variaţie în timp.

Pe lângă acestea, sistemele de comandă pot îndeplini şi alte funcţii: realizarea pornirii şi opririi agregatului, realizarea protecţiei în regimuri de avarie, etc. Realizarea acestor funcţii suplimentare se reduce însă de asemenea la determinarea momentelor de timp de aplicare a impulsurilor de comandă pe tiristoarele convertorului sau la blocarea formării impulsurilor de comandă.

Prima funcţie a SC este tipică pentru electronica informaţională: transformarea semnalului de comandă (tensiune, curent sau cod) în interval de timp. La convertoarele cu tiristoare cu comutaţie comandată, momentul de cuplare a tiristoarelor se măsoară în raport cu momentul de comutare naturală. Această problemă informaţională se reduce la determinarea unghiului de comandă α, adică a deplasării de fază a impulsului de comandă în raport cu momentul de comutare naturală. Blocul sistemului de comandă, care îndeplineşte rolul de transformare a semnalului de comandă în interval unghiular α, se numeşte dispozitiv de defazare (DDF).

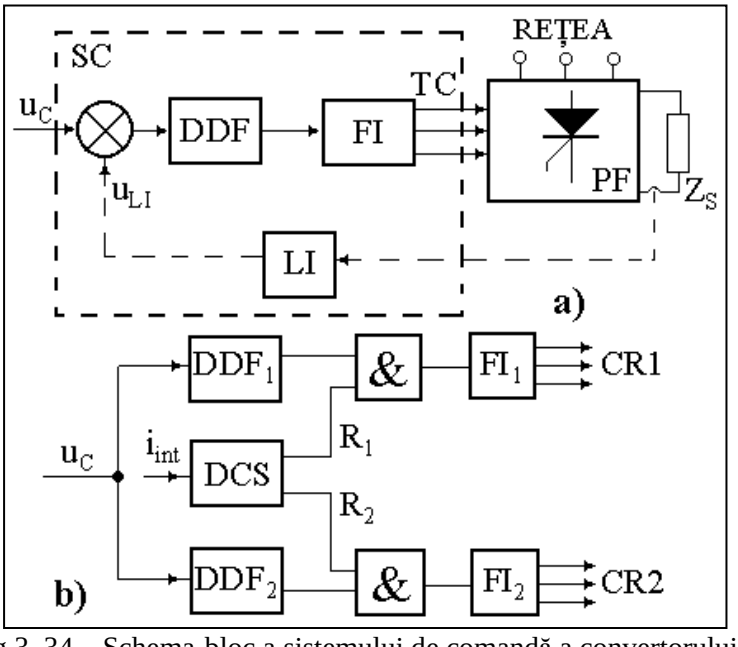


Fig.3. 34 – Schema-bloc a sistemului de comandă a convertorului cu tiristoare ireversibil (a) şi reversibil (b)

A doua funcție îndeplinită de SC, constă în formarea impulsului de comandă în ceea ce priveşte forma, durata şi amplitudinea acestuia. Această problemă este rezolvată de către blocurile sistemului de comandă, care se numesc formatoare de ieşire (FI). Deseori, se formează impulsuri de comandă de formă dreptunghiulară. Durata, amplitudinea şi puterea acestor impulsuri este determinată în conformitate cu parametrii tiristoarelor de putere şi cu regimurile de funcționare a convertorului cu tiristoare. Formarea impulsurilor dreptunghiulare se face cu ajutorul multivibratoarelor, iar amplificarea impulsurilor în putere se face în cascadă. La realizarea formatoarelor de impulsuri este importantă obținerea unei stabilități înalte la perturbații, pentru că în partea de forță a convertorului au loc salturi de tensiune de amplitudine mare, care, prin capacitățile parazite, pot pătrunde în SC. Din această cauză, legătura dintre SC şi electrozii de comandă ai tiristoarelor se face prin canale optice (optocuploare). Schema bloc a convertorului cu tiristoare cu sistem de comandă este prezentată în figura 3.34.a. Ea se compune din partea de forță (PF) şi din sistemul de comandă (SC). Acesta din urmă include DDF, la intrarea căruia se aplică semnalul de comandă u_C, şi din FI, de la ieşirile căruia se culeg impulsurile de comandă IC. Se poate include circuitul de legătură inversă LI, la intrarea căruia se aplică un parametru oarecare de ieşire al convertorului sau al obiectului care primeşte de la convertor alimentarea (tensiune, curent, frecvența de rotație a mecanismului de acționare, temperatura încălzitorului, etc.). La ieşirea blocului LI se formează tensiunea u_{LI}, care din nou se aplică la intrarea SC sub forma semnalului de reacție negativă, care permite stabilizarea parametrilor de ieşire ai convertorului şi corecția erorilor ce apar la funcționarea acestuia. În acest caz, la intrarea DDF se aplică semnalul $u = u_C - u_{LI}$. Convertoarele cu tiristoare care au circuit de reacție ce cuprinde partea de forță a convertorului, se numesc convertoare cu circuit de comandă închis. O structură mai complicată are SC al convertorului reversibil cu tiristoare sau convertorul direct de frecvență (CDF) (paragraful 3.7). Fiecare dintre seturile de tiristoare ale acestor convertoare are blocuri principale de comandă DDF şi FI, care, independent unul față de celălalt, realizează comanda acestora în conformitate cu semnalul de comandă u_C, comun pentru ambele seturi. La comanda separată a seturilor, se realizează funcționarea alternativă a acestora, în funcție de sensul curentului în circuitul de sarcină i_{ies}. Schema bloc a SC pentru convertorul reversibil cu comandă separată este prezentată în figura 3.34.b. Primul set de tiristoare este legat la DDF_1 şi FI_1, al doilea set este comandat de DDF_2 şi FI_2. La intrarea ambelor formatoare de ieşire sunt prevăzute elemente logice legate de dispozitivul de comandă separată (DCS). Dacă semnalul logic la ieşirea DCS $R_1 = 1$, atunci FI_1 transmite impulsurile de comandă la tiristoarele primului set, care formează curentul de ieşire al convertorului de polaritate pozitivă. Când semnalul la ieşirea DCS $R_2 = 1$,

intră în funcționare CR2, impulsurile de comandă se aplică pe tiristoarele celui de-al doilea set, care formează polaritatea negativă a curentului de ieşire. Cuplarea simultană a seturilor este interzisă prin introducerea blocării logice $R_1R_2 = 0$.

Dispozitivul de comandă separată (DCS) reprezintă o instalație logică, la intrarea căreia se aplică informația despre polaritatea curentului de ieşire a convertorului i_{ies}. La inversarea sensului curentului de la pozitiv la negativ DCS stabileşte $R_1 = 0$, când s-a ajuns la valoarea nulă a curentului şi astfel cuplarea tiristoarelor primului set este interzisă. După un timp de întârziere suficient pentru refacerea proprietăților de comandă la tiristoarele primului set, la ieşirea DCS se formează $R_2 = 1$ şi se cuplează tiristoarele celui de-al doilea set.

3.10.2. Dispozitive de defazare (DDF)

Dispozitivul de defazare este un convertor al semnalului de comandă u_C în unghi de comandă α, măsurat din momentul deschiderii naturale. Sunt frecvent utilizate DDF, la care se introduce informația despre valoarea curentă a fazei tensiunii rețelei.

Funcționarea acestor DDF se sincronizează nemijlocit cu rețeaua de alimentare şi acestea se numesc sincrone. DDF sincrone se pot utiliza atât la SC deschise, cât şi la convertoarele cu circuit închis de comandă. În acest caz, la intrarea DDF se aplică semnalul $u = u_C + u_L$. Există o serie de metode de realizare a DDF sincrone. Utilizare mai mare au căpătat DDF cu semnal de desfăşurare, care uneori se mai numesc şi DDF de tip vertical.

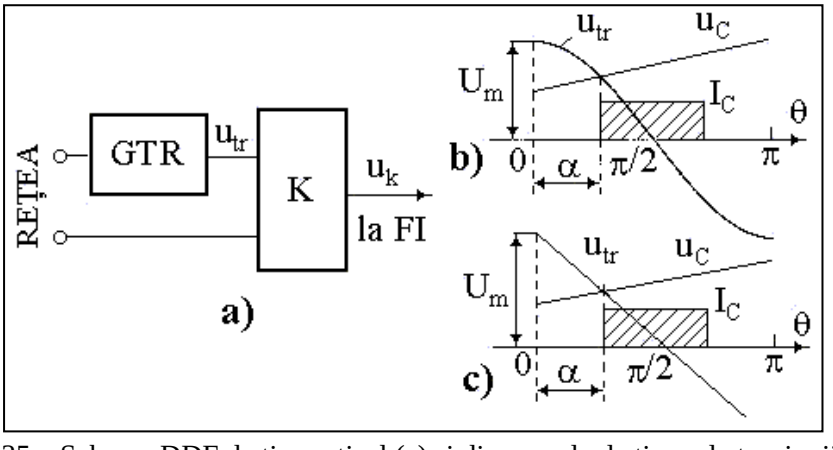


Fig.3. 35 – Schema DDF de tip vertical (a) şi diagramele de timp ale tensiunii când forma tensiunii de referință a semnalului este cosinusoidală (b), respectiv liniară (c)

Aceste DDF depăşesc calitativ alte instalații similare în ceea ce priveşte cele mai importante caracteristici. DDF de tip vertical se compun din generatorul tensiunii de desfăşurare (de referință), GTR, a cărui funcționare

este sincronizată cu tensiunea rețelei de alimentare şi din comparatorul K, la intrarea căruia se aplică impulsurile de comandă u_C şi tensiunea de referință u_{tr}. Schema bloc a unui asemenea dispozitiv este prezentată în figura 3.35.a.

Comparatorul compară u_C şi u_{tr}; în momentul când acestea sunt egale el comută, astfel că formatorul de ieşire al SC elaborează impulsul de comandă, care se transmite la electrodul de comandă al tiristorului. La DDF de tip vertical se folosesc două forme pentru tensiunile de referință. În cazul formei cosinusoidale (figura 3.35.b),

$$u_{tr}(\theta) = U_m \cdot \cos\theta \qquad (3.\ 24)$$

unde $\theta = 0$ este momentul de comutare naturală a tiristorului i.

În momentul $\theta = \alpha$, tensiunile de referință şi de comandă sunt egale:

$$U_m \cdot \cos\theta = u_C \qquad (3.\ 25)$$

Din formula (3.25), se obține:

$$\alpha = \arccos(u_C/U_m) \qquad (3.\ 26)$$

Dependența (3.26) se numeşte caracteristică de fază a DDF şi este reprezentată în figura 3.36 (curba 1).

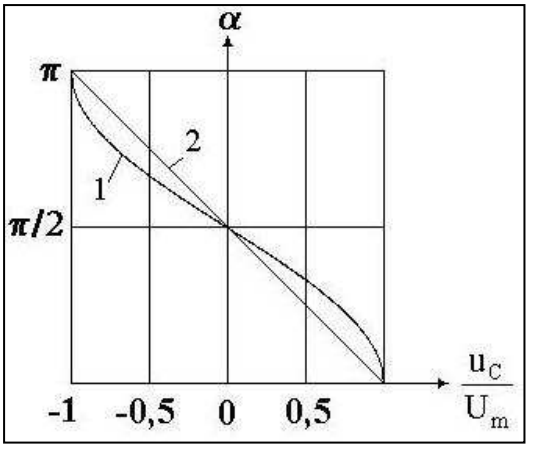


Fig.3. 36 – Caracteristica de fază a DDF

O astfel de formă a caracteristicii de fază se numeşte arccosinusoidală.

Convertorul cu tiristoare cu număr de faze oarecare, ce funcționează de la rețeaua simetrică de alimentare, în cazul când lipsesc distorsiunile de comutare a tensiunii de ieşire în regim de curent fără întrerupere în sarcină, este caracterizat prin caracteristica cosinusoidală de reglare dată de relația (3.2). Dacă se introduce (3.26) în (3.2) se obține:

$$E_d = E_{d0}\frac{U_C}{U_m} \qquad (3.\ 27)$$

Dependența $\frac{E_d}{E_{d0}} = f\left(\frac{U_C}{U_m}\right)$ este în acelaşi timp caracteristica de reglare a PF şi a SC. La caracteristica de fază arccosinusoidală, caracteristica de reglare (3.27) este liniară (figura 3.36, curba 2), ceea ce asigură realizarea optimă a dispozitivului de comandă automată a proceselor în circuitul de ieşire. Tensiunea de referință de formă cosinusoidală (3.24) poate fi tensiunea de rețea. În acest scop, tensiunea de rețea este transformată de un filtru care atenuează componentele armonice superioare din tensiunea de alimentare şi realizează defazarea necesară. Când nesinusoidalitatea în rețeaua de alimentare este pronunțată, filtrarea distorsiunilor armonice ale tensiunii de rețea nu este de calitate, iar defazarea introdusă de filtru este instabilă. Acest fapt introduce erori mari în funcționarea DDF. În acest caz, este utilă folosirea DDF cu forma liniară a tensiunii de referință (figura 3.34.c)

$$u_{tr}(\theta) = U_m\left(1 - \frac{2\theta}{\pi}\right) \qquad (3.\ 28)$$

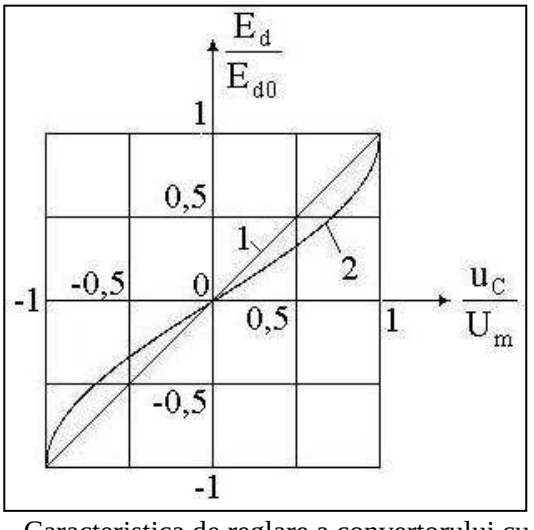


Fig.3. 37 – Caracteristica de reglare a convertorului cu tiristoare

GTR se realizează sub forma unui generator de tensiune liniar crescătoare, a cărei funcționare este sincronizată cu rețeaua de alimentare, adică începutul desfăşurării se produce în momentul comutației naturale a tiristorului i. În momentul $\theta = \alpha$, tensiunile de comandă şi de referință la intrarea comparatorului sunt egale, de unde caracteristica de fază a DDF cu tensiune de referință liniară este:

$$\alpha = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{U_C}{U_m}\right) \qquad (3.\ 29)$$

Caracteristica de fază $\alpha = f\left(\frac{U_C}{U_m}\right)$ este reprezentată în figura 3.36 (curba 2), ea numindu-se lineară. Dacă se introduce (3.29) în (3.2), se obține caracteristica de reglare a convertorului împreună cu SC, $\frac{E_d}{E_{d0}} = f\left(\frac{U_C}{U_m}\right)$ care este reprezentată în figura 3.37 (curba 2). Se observă că, în acest caz, caracteristica de reglare este neliniară, însă ea este totuşi apropiată de caracteristica liniară. Din această cauză, proprietățile convertoarelor cu caracteristici de fază arccosinusoidală şi liniară sunt apropiate.

Avantajul metodei verticale constă în viteza maximă de reacție a SC, pentru că semnalul de comandă se aplică pe comutator fără mediere şi întârziere.

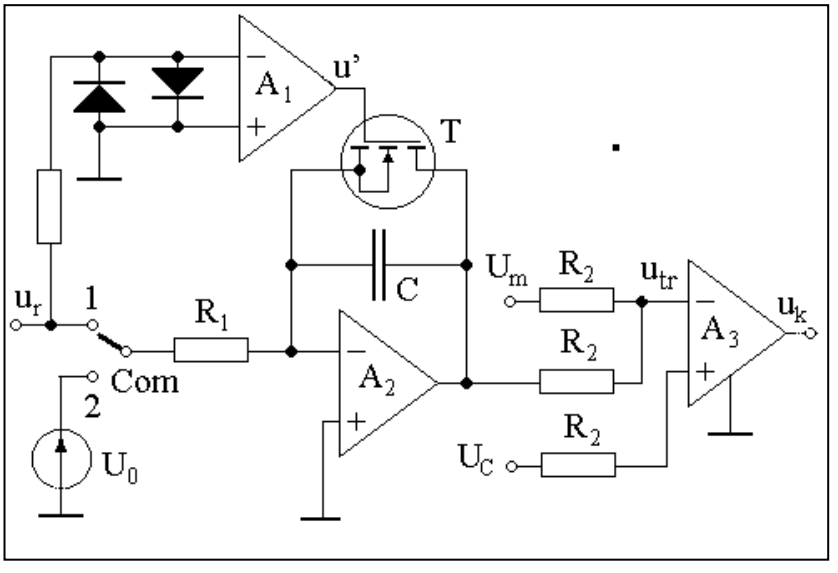


Fig.3. 38 – Schema DDF de tip vertical cu circuite integrate

Să analizăm cazul simplu al DDF de tip vertical realizat cu circuite integrate (figura 3.38). Pentru formarea tensiunii cosinusoidale de referință, comutatorul Com se fixează în poziția 1. Comparatorul A_1, realizat cu un amplificator operațional, fixează polaritatea tensiunii rețelei (figura 3.39,a): când alternanța tensiunii de rețea este pozitivă, la ieşirea comparatorului tensiunea u' este negativă şi comutatorul realizat cu tranzistorul cu efect de câmp T este închis. Tensiunea rețelei este integrată în integratorul realizat cu amplificatorul operațional A_2 şi, când se alege $R_1C = 1/\omega$:

$$u_I(t) = \frac{-1}{\omega R_1 C}\int_0^{\theta} U_m \sin\theta \cdot d\theta = U_m(1 - \cos\theta) \qquad (3.\ 30)$$

unde U_m este amplitudinea tensiunii u_r (figura 3.39.b).

La ieşirea integratorului, u_I se însumează pe rezistoarele R_2 cu tensiunea continuă U_m, şi astfel se obține tensiunea de referință de formă cosinusoidală:

$$u_{tr}(\theta) = U_m + u_I(\theta) = U_m \cdot \cos\theta$$

ceea ce corespunde cu relația (3.24) (figura 3.39.c)

În comparatorul realizat cu amplificatorul operațional A_3 se compară tensiunea de referință u_{tr} şi cea de comandă, u_C, iar când acestea sunt egale comparatorul comută (figura 3.39.d). La comutarea comparatorului, se porneşte formatorul de ieşire, care elaborează impulsul pe electrodul de comandă a tiristorului de forță. În figura 3.39.e este reprezentată tensiunea de ieşire a redresorului monofazat, care funcționează în sarcină RL, în regim de curent fără întrerupere.

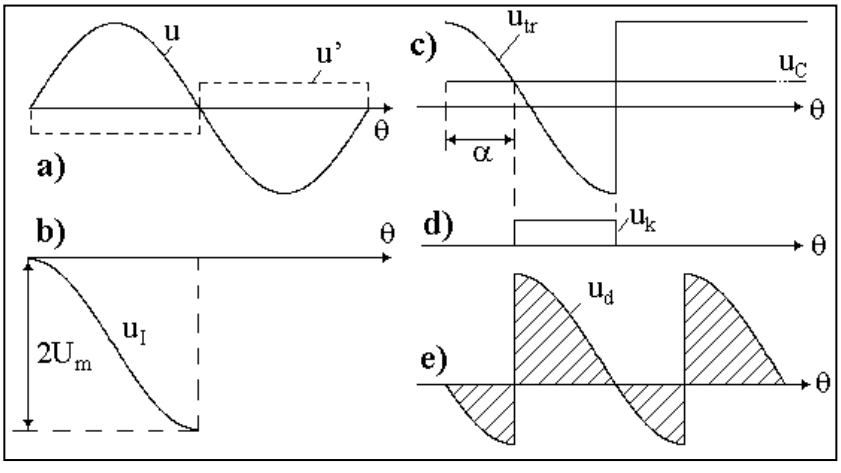


Fig.3. 39 – Diagramele de timp ale tensiunilor în schema din figura 3.37

În a doua jumătate a perioadei, la ieşirea comparatorului A_1 este tensiune pozitivă, care deschide comutatorul realizat cu tranzistorul cu efect de câmp. Acesta scurtcircuitează condensatorul C, astfel că $u_I(t) = 0$. Când tensiunea rețelei este negativă, impulsul de comandă pe tiristor nu se formează şi nu se produce funcționarea comparatorului A_3 (figura 3.39.c,d). În acest timp, în redresor se cuplează alte tiristoare (figura 3.39.e), pentru cuplarea cărora se folosesc alte canale de comandă, realizate pe baza schemei din figura 3.37. În regimul analizat în schema din figura 3.37, GTR este realizat pe integratorul A_2, care realizează în procesul de integrare defazarea tensiunii rețelei cu $\pi/2$ şi filtrează tensiunea de rețea în cazul existenței distorsiunilor. La comutarea Com în poziția 2, aceeaşi schemă formează o tensiune de referință liniară (figura 3.35.c), corespunzătoare expresiei (3.5). În acest caz. la ieşirea integratorului A_2 se formează tensiune liniar descrescătoare:

$$u_I(t) = \frac{-1}{R_1C}\int_0^t U_0 \cdot dt = -\frac{U_0 t}{R_1C} \qquad (3.\ 31)$$

Amplitudinea acestei tensiuni trebuie să fie egală cu $2U_m$ şi, pentru aceasta, este necesară îndeplinirea egalității obținute din (3.31), când se fac înlocuirile: $u_I = -2U_m$; $t = T/2$, unde $T = 1/f_r$, f_r fiind frecvența tensiunii de rețea. Atunci, tensiunea sursei, U_0, având în vedere că $R_1C = 1/\omega$, se alege egală cu $U_0 = \frac{2}{\pi}U_m$. La ieşirea integratorului A_2 se formează tensiunea de referință $u_{tr} = u_I + U_m$, care se compară cu tensiunea de comandă în comparatorul A_2. În a doua jumătate a perioadei, schema funcționează la fel ca şi la formarea tensiunii cosinusoidale de referință. În regimul analizat, GTR constă dintr-un generator de tensiune linear variabilă, realizat de asemenea pe integratul A_2.

Sistemele numerice de comandă a redresoarelor cu tiristoare prezintă diferite avantaje cum sunt: fiabilitate înaltă, absența erorilor provocate de deriva nulului şi de instabilitatea elementelor, nu necesită reglare, etc. Convertoarele cu tiristoare se cuplează deseori în complexe industriale mari, a căror comandă se realizează cu calculatoare numerice. Adaptarea SC numerice cu calculatorul se face mai bine decât în cazul SC realizate cu elemente analogice.

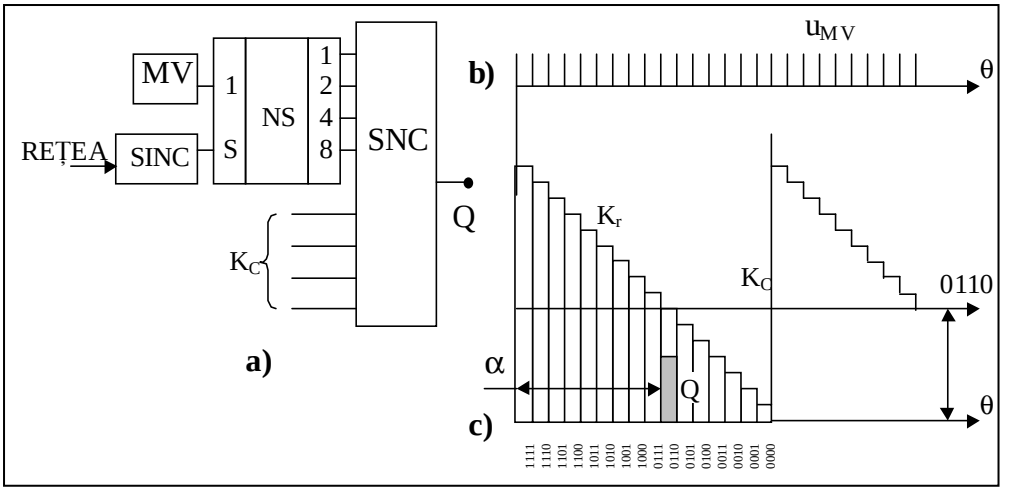


Fig.3. 40 – Schema şi diagramele de timp ale DDF numeric de tip vertical

Să analizăm construcția unui DDF numeric. Un SC performant se realizează pe baza principiului vertical de comandă. Acelaşi principiu stă şi la baza DDF numerice. La SC numerice se face prelucrarea semnalelor sub forma tensiunilor sau curenților sau sub forma codurilor. Semnalul de comandă sub forma codului de rangul n poate căpăta 2^n valori. În figura

3.40.a este reprezentată schema unui DDF numeric când n = 4. Codul de comandă în acest caz are 16 valori, de la 0000 până la 1111 şi se aplică pe ranguri la schema numerică de comparare (SNC) sub forma codului paralel K_C. Semnalul de referinţă este prezentat sub forma codului. La SC numerice se foloseşte de obicei forma liniară a semnalului de referinţă. Acestei forme îi corespunde variaţia codului de referinţă $K_r(t)$ de la valoarea 1111 până la valoarea 0000. Codul de referinţă capătă de asemenea 2^n valori. Codul de referinţă liniar descrescător K_r şi codul de comandă K_C sunt reprezentate în figura 3.40.c sub forma echivalentului de pondere a codului (adică sub forma codului numărului înregistrat de codul binar) şi sub forma codului propriu binar, notat în partea de jos a diagramei. Codul de referinţă se formează de către numărătorul de scădere NS, care are intrarea 1 cuplată cu multivibratorul MV. Impulsurile dreptunghiulare, formate de MV (figura 3.40.b), provoacă micşorarea codului numărătorului cu o unitate. După cum se vede din figura 3.35.c, modificarea codului de referinţă de la valoarea maximă până la cea minimă (în total sunt 2^n valori) se produce pe durata jumătăţii de perioadă a frecvenţei reţelei f_r. Din această cauză, frecvenţa impulsurilor MV este necesar să se aleagă astfel încât pe o jumătate de perioadă să treacă 2^n impulsuri, adică:

$$f_{MV} = 2 \cdot 2^n \cdot f_r = 2^{n+1} \cdot f_r \qquad (3.\ 32)$$

Începutul formării codului de referinţă corespunde momentului comutaţiei naturale a tiristorului părţii de forţă a convertorului. Acest moment se fixează de către blocul de sincronizare la intrarea căruia se aplică tensiunea reţelei. La schimbarea semnului tensiunii de alimentare, blocul de sincronizare, SINC, elaborează la intrarea corespunzătoare a NS semnalul 1 şi în numărător se înregistrează simultan codul maxim de referinţă (1111). În continuare, să comparăm figurile 3.35.c şi 3.40.c. În ambele este evidenţiat momentul de egalitate a tensiunilor de referinţă şi de comandă, moment ce corespunde unghiului de comandă α. SNC fixează pe ranguri egalitatea codurilor de comandă şi de referinţă. În acest fel, la ieşirea SNC se formează semnalul 1 logic Q. Acest semnal se aplică la formatorul de ieşire al SC şi, după amplificare, se transmite la electrodul de comandă al tiristorului. Compararea DDF din figurile 3.35.a şi 3.40.a arată că la DDF numeric sunt realizate aceleaşi blocuri funcţionale: comparatorul analog K este înlocuit de SNC, iar GTR este realizat sub forma NS. Cu toate că soluţiile sunt în general aceleaşi, SC numerice se deosebesc prin particularităţile următoare:

a) unghiul de comandă α poate avea numai 2^n valori; astfel, de exemplu, când n = 4, există 16 valori ale unghiului de comandă. La modificarea lentă a semnalului de comandă, unghiul de comandă se modifică în salturi de 11,25° = 180/16°. Pentru micşorarea discretizării unghiului de comandă este necesar să se mărească n, ceea ce poate conduce la creşterea cheltuielilor pentru realizarea SC numeric;

b) cu toate că blocurile numerice nu introduc instabilităţi în formarea unghiurilor de comandă, funcţionarea acestora depinde de precizia de definire şi de stabilitatea frecvenţei multivibratorului MV. Când egalitatea (3.32) se realizează imprecis, unghiurile de comandă formate vor fi definite imprecis. Este de menţionat faptul că realizarea surselor de impulsuri a căror frecvenţă este mai mare decât frecvenţa reţelei de un număr întreg de ori este o problemă dificilă, în special dacă se consideră că frecvenţa reţelei industriale se modifică în anumite limite.

Particularităţile de mai sus trebuie avute în vedere la alegerea tipului SC al convertorului cu tiristoare, având în vedere regimurile acestuia de funcţionare, metodele de reglare, stabilizarea parametrilor de ieşire ai convertorului, condiţiile de exploatare. Cheltuielile cu aparatura pentru realizarea SC analogice şi numerice sunt comparabile.

Pe lângă DDF sincrone există şi DDF asincrone, la care sincronizarea nemijlocită a funcţionării DDF cu reţeaua lipseşte, ceea ce permite evitarea dificultăţilor legate de formarea semnalelor de referinţă.

DDF asincrone pot funcţiona numai când există un circuit de comandă închis, care să asigure constanţa parametrilor de ieşire (tensiunii sau curentului) la schimbarea regimului de funcţionare a convertorului şi în prezenţa distorsiunilor (procese de comutaţie, nesinusoidalitatea tensiunii reţelei, etc.). Schema cea mai simplă a DDF asincron este prezentată în figura 3.41.a. Pentru realizarea caracteristicii liniare de reglare a convertorului este necesar să se asigure condiţia $u_d = kU_C$, unde k este un coeficient de proporţionalitate. Ultima expresie se poate înlocui cu:

$$\frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} u_d(t)\cdot dt = \frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} kU_C \cdot dt \;\Leftrightarrow\; \int_{t_1}^{t_2}\left[u_d(t) - kU_C\right]\cdot dt = 0$$

unde t_1 şi t_2 sunt momentele i şi (i+1) de comutare a tiristoarelor în convertor. Această expresie reprezintă formularea matematică a funcţionării DDF asincron. Tensiunile $u_d(t)$ şi kU_C ajung la sumator, iar apoi sunt integrate de către integrator (diagramele de timp sunt prezentate în figura 3.41.b).

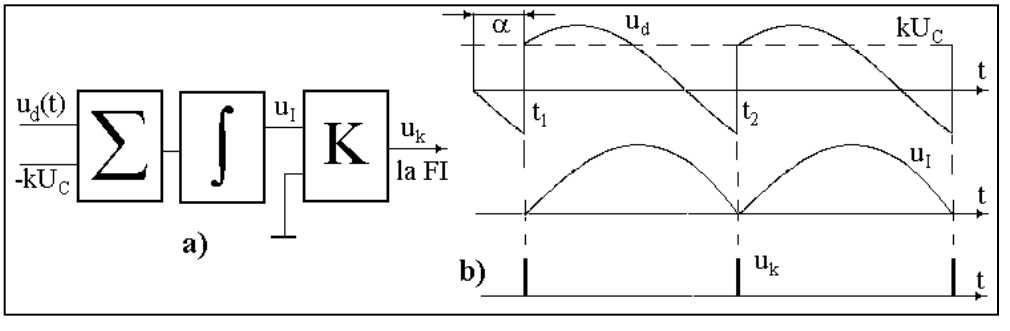


Fig.3. 41 – Schema de structură a dispozitivului de defazare asincron (a) şi diagramele de timp ale funcţionării acestuia (b)

Când tensiunea de ieşire a integratorului atinge valoarea nulă, funcționează comparatorul K. În acest moment se formează impulsul de comandă pe tiristorul următor al convertorului (momentul t_2). Liniaritatea caracteristicii de reglare nu se alterează la distorsiunile formei tensiunii de ieşire u_d a convertorului. Dezavantajele SC asincron sunt legate de insuficiențele acestuia. Ca la oricare sistem de reglare închis, în sistemul asincron pot să apară oscilații ale unghiurilor de comandă elaborate de acesta în raport cu o valoare medie. În cazul când caracterul acestor oscilații este fără atenuare, funcționarea SC este instabilă, iar utilizarea unui asemenea SC este imposibilă. Astfel, SC din figura 3.41.a este instabil când $\alpha \geq \pi/2$, adică în regim de invertor. Asigurarea funcționării stabile a SC necesită introducerea unor elemente suplimentare şi complicarea SC, iar în unele cazuri ea se obține cu prețul înrăutățirii unei serii de alți indicatori ai unor astfel de sisteme. Dificultăți similare apar şi la realizarea SC sincrone cu circuit de comandă închis. Rezolvarea acestor deficiențe se poate face pe analiza de detaliu a acestor sisteme, care sunt sisteme neliniare de impuls de reglare automată.

3.10.3. Sisteme de comandă multicanal

Domeniul limită de variație a unghiului de comandă la convertoarele cu tiristoare este $\alpha = 0 \div 180°$. Durata intervalului între comutații la convertoare este egală cu $2\pi/m$.

În figura 3.42.a este reprezentată tensiunea de ieşire la redresorul trifazat în punte (vezi figura 3.11.a), în figura 3.42.b este reprezentată tensiunea de comandă u_C şi sistemul tensiunilor de referință de formă cosinusoidală, u_{ri}, iar în figura 3.42.c sunt reprezentate impulsurile de comandă a fiecărui tiristor al redresorului. Pentru asigurarea funcționării fiecărui tiristor, se formează tensiunea sa de referință, al cărei început corespunde momentului de comutare naturală a tiristorului dat. Momentul de intersecție a tensiunii de referință i cu semnalul de comandă u_C corespunde momentului de elaborare a impulsului de comandă la tiristorul i. În figura 3.42.b se poate observa că, în fiecare moment de timp, se formează trei tensiuni de referință (pe diagramă este selectat un moment oarecare de timp t_0). Un asemenea principiu de funcționare se realizează în sistemul de comandă multicanal, care se compune din câteva canale ce funcționează independent.

Schema bloc a SC multicanal al redresorului trifazat în punte este reprezentată în figura 3.43. Fiecare DDF realizează principiul de comandă vertical şi se construieşte conform schemei 3.35.a, a cărei funcționare a fost analizată în paragraful 3.10.2.

La funcționarea schemei de redresare în punte, curentul trece în acelaşi timp prin două tiristoare – unul din grupa anodică, celălalt din grupa

catodică (vezi diagramele de timp din figura 3.11.b). În regimul de curent fără întrerupere, pentru funcționarea normală a redresorului este suficientă cuplarea o singură dată a tiristorului, care va conduce curent pe durata unghiului $2\pi/3$ (procesele de comutație sunt neglijate). Impulsurile de comandă în acest regim sunt reprezentate în figura 3.42.c (impulsurile haşurate). În regimul de curent intermitent, în sarcină există o pauză fără curent. Astfel, tiristorul i, care a funcționat în pereche cu tiristorul (i – 1), se închide. Dacă el rămâne în stare închisă, atunci, în momentul aplicării impulsului de comandă pe tiristorul (i + 1), acesta rămâne închis, perechea de tiristoare care conduc nu se formează şi funcționarea redresorului este alterată.

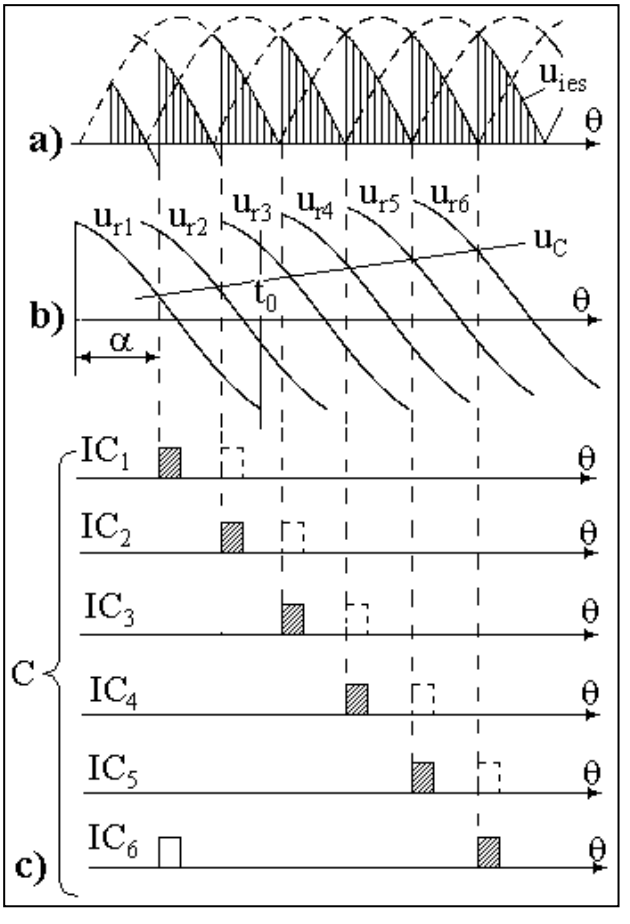


Fig.3. 42 – Diagramele de timp ale tensiunilor în sistemul de comandă multicanal al redresorului trifazat în punte

Pentru evitarea întreruperii funcționării redresorului în regim de curent cu întreruperi, concomitent cu aplicarea impulsurilor de comandă pe tiristorul (i + 1), se aplică impulsul de comandă repetat pe tiristorul i.

Impulsurile repetate sunt reprezentate în figura 3.42.c punctat. În acest fel, pentru funcționarea stabilă a redresorului trifazat în punte în toate regimurile este necesară aplicarea impulsurilor de comandă duble. În acest scop, în schema din figura 3.43, DDF al canalului (i + 1) se leagă cu formatoarele de ieşire ale canalelor i şi (i + 1). Avantajul sistemelor de comandă multicanal constă în simplitatea maximă a schemei DDF şi a formatorului de ieşire al fiecărui canal. Când se utilizează principiul de comandă vertical, se obține viteza maximă de reacție, deoarece canalele elaborează impulsurile de comandă succesiv, urmărind continuu schimbarea semnalului de comandă.

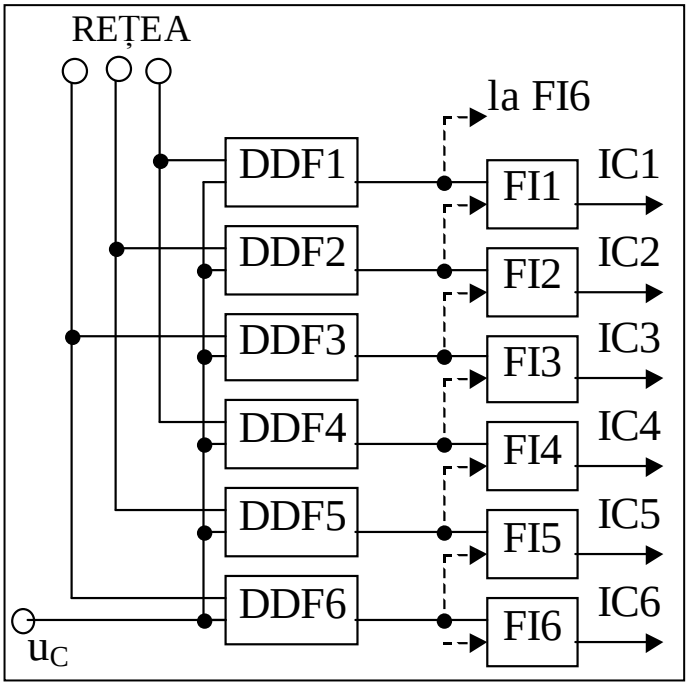


Fig.3. 43 – Schema de structură a sistemului de comandă multicanal al redresorului trifazat în punte

Totuşi sistemele de comandă multicanal au serioase deficiențe. Orice asimetrie în funcționarea canalelor de comandă conduce la asimetria impulsurilor de comandă care se aplică la tiristoarele de forță. Din această cauză, se înrăutățeşte forma tensiunii redresate şi cresc pulsațiile. Sursa principală de asimetrie se află în generatoarele tensiunilor de referință. La formarea tensiunilor de referință din tensiunea de rețea, la filtrare se introduce o defazare care poate fi substanțial diferită în canalele de comandă. Cu cât este mai mare nesinusoidalitatea rețelei, cu atât sunt mai mari cerințele de atenuare a armonicelor, cu atât mai mare este eroarea de fază. Acest lucru se explică prin aceea că, la filtrele de atenuare puternică a armonicelor superioare dependența defazării în funcție de frecvență este foarte puternică.

În acest caz, este necesar să se folosească forma liniară a semnalelor de referință, însă este destul de greu din punct de vedere tehnic să se asigure formarea identică a acestora în m canale ale SC, pentru că generatorul de tensiune liniar variabilă din fiecare canal are caracteristici de precizie şi stabilitate limitate. SC multicanal al convertoarelor cu tiristoare au căpătat utilizarea cea mai largă, lucru explicabil nu numai prin avantajele proprii acestora, dar în unele cazuri şi prin tradiție. Utilizarea SC monocanal moderne permite în unele cazuri realizarea unor sisteme de comandă mai performante, ce prezintă precizie sporită, dar nu rareori sunt şi mai compacte.

3.10.4. Sisteme de comandă monocanal

În SC monocanal, momentele de cuplare a tuturor tiristoarelor de forță sunt determinate de un singur DDF. Schema de structură a SC monocanal este prezentată în figura 3.44. Impulsurile de la ieşirea DDF se aplică la distribuitorul de impulsuri DI, care realizează repartizarea impulsurilor pe canalele de comandă în ordine ciclică. La ieşirile DI se cuplează formatoarele de ieşire FI ale canalelor. Funcționarea distribuitorului la unele SC monocanal este sincronizată cu tensiunea rețelei de alimentare. La SC monocanal actuale se realizează principiul de comandă vertical (paragraful 3.2). Astfel, DDF conține GTR – generatorul tensiunii de referință unic pentru toate tiristoarele convertorului, şi comparatorul K.

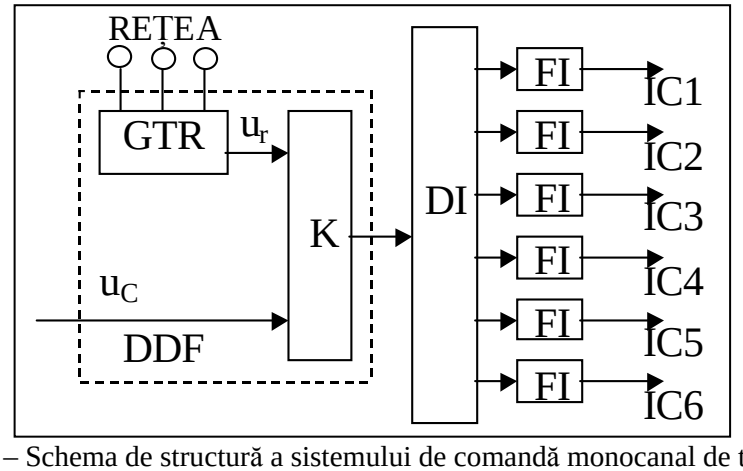


Fig.3. 44 – Schema de structură a sistemului de comandă monocanal de tip vertical

Funcționarea GTR se sincronizează cu tensiunea rețelei de alimentare. Pentru explicarea principiului de realizare a SC monocanal de tip vertical pentru comanda redresorului (figura 3.11.a), să analizăm figura 3.42.b. În momentul t_0 funcționează T_2 şi se pregătește cuplarea tiristorului T_3. În acest scop, se determină momentul de egalitate a tensiunii de referință u_{r3} şi a tensiunii de comandă u_C. După elaborarea impulsului de comandă IC_3,

observarea tensiunii de referință u_{r3} nu mai este necesară; din momentul de deschidere a tiristorului i informația despre tensiunea de referință devine nefolositoare. Acum atenția se îndreaptă la tensiunea de referință u_{r4}: când u_{r4} şi u_C se intersectează, se formează IC_4. Astfel, informația utilă se referă la curba tensiunii de referință i numai din momentul de cuplare a tiristorului (i – 1) până la intersecția u_{ri} cu u_C, adică până la cuplarea tiristorului i. Din această cauză, se poate forma o tensiune de referință unică, compusă din segmente de cosinusoidă între momentele de cuplare a tiristoarelor (i – 1) şi i. Acest principiu stă la baza funcționării SC monocanal. Un astfel de sistem este prezentat în figura 3.45.a. Tensiunea de alimentare trifazică se aplică la filtrele F, care realizează defazarea şi atenuează componentele armonice superioare. Pe înfăşurările secundare ale transformatorului Tr se formează sistemul de şase faze al tensiunilor de referință u_{r1} - u_{r6}. Aceste tensiuni se aplică prin comutatoarele Com_1 - Com_6 la o intrare a comparatorului realizat cu amplificatorul operațional A. La cealaltă intrare a comparatorului se aplică tensiunea de comandă u_C. Tensiunea de ieşire a comparatorului se aplică la distribuitorul de impulsuri DI pe 6 canale. Ieşirile DI sunt legate cu formatoarele de ieşire ale SC (FI) şi cu circuitele de comandă a comutatoarelor Com_1-Com_6. Diagramele de timp ale semnalelor din schema figura 3.45.a sunt prezentate în figurile 3.45.b,c. În diagrama din figura 3.45.b sunt reprezentate tensiunile pe înfăşurările secundare ale transformatorului Tr, $u_{r1} – u_{r6}$ şi este evidențiată tensiunea de referință unică u_{ru}, compusă din segmente u_{ri}.

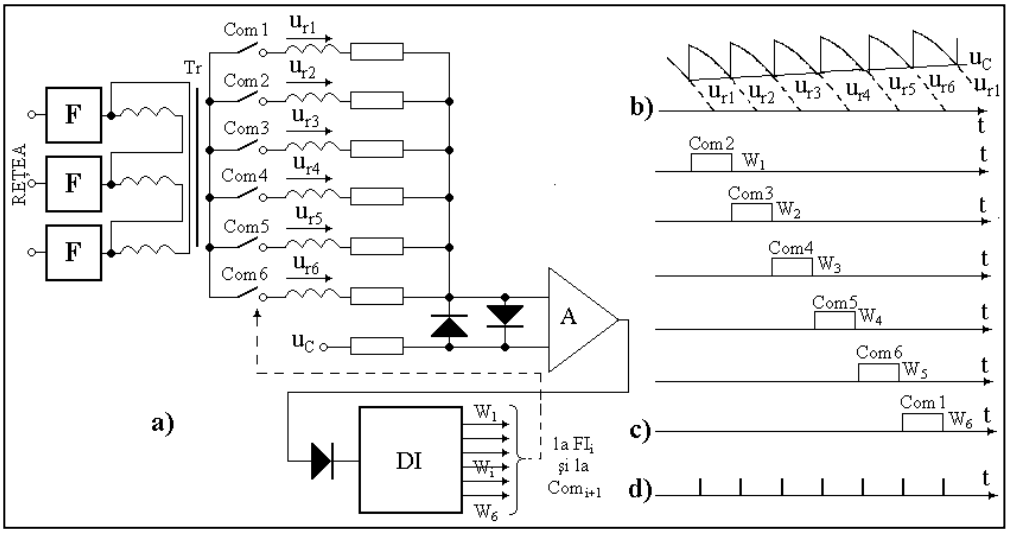


Fig.3. 45 – Schema de structură a dispozitivului de defazare asincron (a) şi diagramele de timp ale funcționării acestuia (b)

Este reprezentată de asemenea tensiunea de comandă u_C. În momentul t_0 distribuitorul elaborează semnalul logic "1" la prima ieşire. Astfel, se închide Com_2 (numărul comutatoarelor la care se aplică impulsurile de la ieşirea distribuitorului este arătat în figura 3.45.c unde sunt reprezentate semnalele logice la şase ieşiri ale distribuitorului, $W_1 – W_6$).

La închiderea comutatorului Com_2, la comparatorul A se aplică u_{r2}. În momentul când $u_{r2} = u_C$ comparatorul comută, impulsul pozitiv de la ieşirea acestuia comută distribuitorul, semnalul "1" există acum la cea de a doua ieşire a distribuitorului ($W_2 = 1$). Acest semnal se aplică la formatorul de ieşire al celui de-al doilea tiristor al redresorului şi, în acelaşi timp, la circuitul de comandă a Com_3. Comutatorul Com_2 se decuplează. Din această cauză, la comparatorul A se aplică u_{r3} şi comparatorul revine în starea anterioară (figura 3.45.d) ($u_k = 0$). La comparator se face compararea u_{r3} şi u_C, în momentul când $u_{r3} = u_C$, impulsul pozitiv de la ieşirea comparatorului comută distribuitorul în starea $W_3 = 1$. În acest fel, se aplică impulsul de comandă la al treilea tiristor al redresorului şi se închide comutatorul Com_4. Astfel, la fiecare comutare a distribuitorului, se cuplează următorul formator de ieşire al tiristorului care intră în funcțiune. În acelaşi timp, Com comută, asigurând astfel alegerea segmentului necesar u_{ri} pentru formarea tensiunii unice de referință u_{ru}. Schema din figura 3.45.a are toate avantajele SC multicanal, care realizează principiul de comandă vertical şi conține un singur element de comparație – comparatorul.

La funcționarea convertorului de la o rețea cu nivel mare al distorsiunilor armonice, formarea tensiunii de referință din tensiunea de alimentare conduce la erori în funcționarea SC. Această deficiență este specifică atât SC multicanal, cât şi SC monocanal. În aceste regimuri, se obțin rezultate mai bune dacă se utilizează SC monocanal de tip vertical cu forma liniară a semnalului de referință. Este de menționat faptul că, în special la SC monocanal numerice, se pot evidenția avantajele esențiale. Să analizăm SC numeric monocanal al redresorului trifazat în punte, a cărui schemă este prezentată în figura 3.46.a.

În instalație se folosesc principiile care stau la baza funcționării DDF numeric (figura 3.40.a). Semnalul de referință se formează sub forma codului de micşorare a numărătorului CT_1, a cărui intrare "1" este legată cu multivibratorul MV. Numărul maxim care se înscrie în numărătorul CT_1 este $K_m = 3 \cdot 2^n$. În intervalul unei perioade a tensiunii rețelei de alimentare, multivibratorul generează de asemenea $6 \cdot 2^n$ impulsuri, adică frecvența MV se alege egală cu $f_{MV} = 6 \cdot 2^n \cdot f_r$.În acest fel, numărătorul CT_1 conține $(2 + n)$ ranguri. La ieşirea rangului superior CT_1 se cuplează triggerul T. Ieşirile n de rang mai mic ale numărătorului sunt legate cu prima schemă numerică de comparare DNC_1, la intrările doi ale căreia se aplică rangurile mai mici ale codului de comandă K_C.

Următoarele două ranguri ale numărătorului sunt legate cu cea de a doua schemă de comparație DNC_2, la intrările doi ale căreia se aplică rangurile superioare ale codului de comandă K_C. Codul de comandă capătă astfel $3 \cdot 2^n$ valori. Ieșirea DNC_1 se cuplează la intrarea "1" a distribuitorului pe șase canale, care se compune din numărătorul CT_2, și din decodificator.

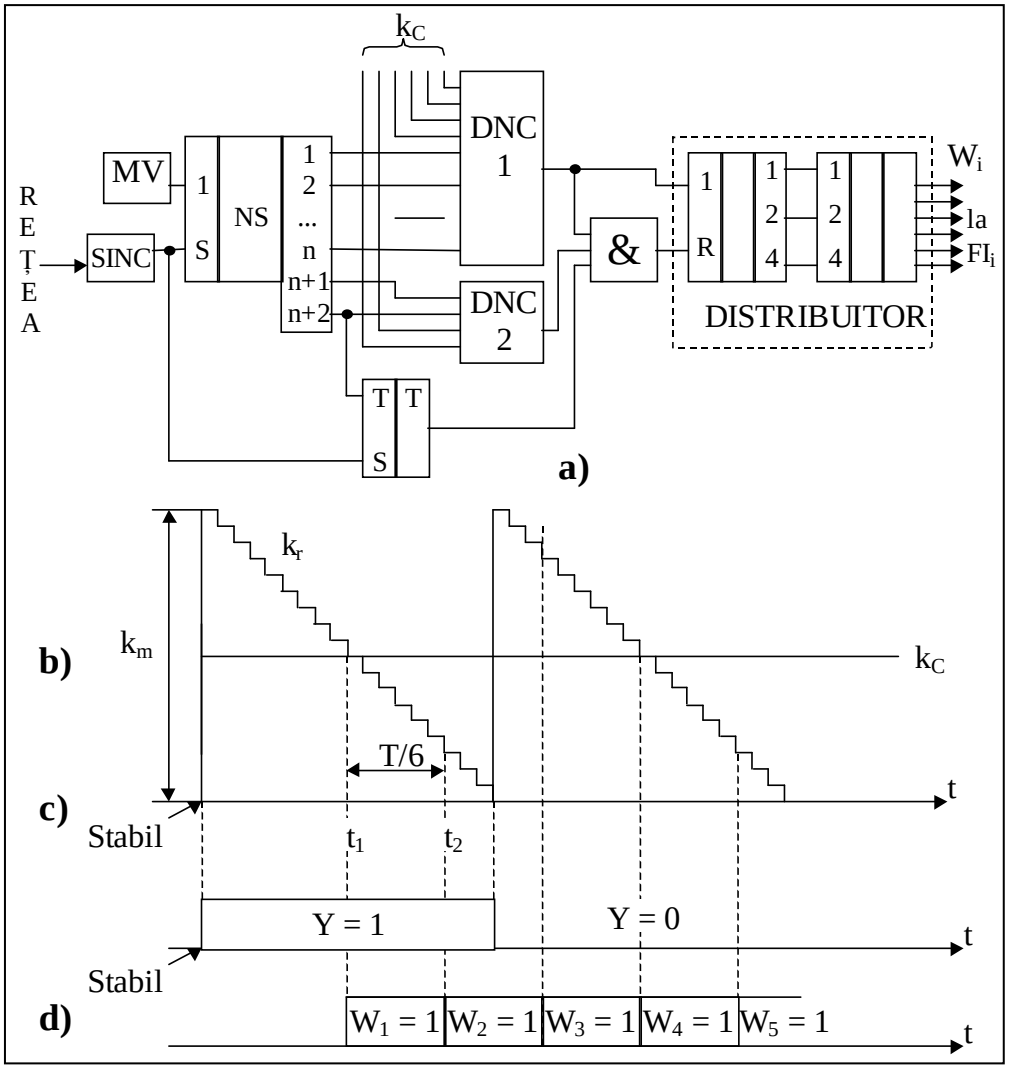


Fig.3. 46 – Sistemul de comandă monocanal numeric de tip vertical (a) și diagramele de timp ale semnalelor în sistem (b)

Schema funcționează în felul următor: în momentul comutației naturale a primului tiristor (spre exemplu T_1 din figura 3.11.a), acționează blocul de sincronizare Sinc, astfel că la intrarea corespunzătoare a numărătorului CT_1 se aplică impulsul care înscrie numărul maxim K_m în numărător. Sinc pune

triggerul în starea Y = 1. Apoi fiecare impuls al multivibratorului micşorează codul K_r, înscris în numărătorul CT_1, cu o unitate (figura 3.46.b). După o jumătate de perioadă a rețelei codul se reduce până la valoarea nulă.

În a doua jumătate a perioadei codul de referință repetă aceleaşi valori (de la K_m până la 0), însă se modifică starea triggerului T de la 1 la zero (figura 3.46.c). Codul de referință K_r şi codul de comandă K_C se aplică pe ranguri la DNC_1 şi la DNC_2. În momentul t_1 acționează în acelaşi timp ambele DNC, pentru că se constată egalitatea $K_r = K_C$. În acest caz, Y = 1 şi semnalele 1 de la ieşirile DNC_1 şi DNC_2, care se aplică la intrarea elementului ŞI, fac să apară la ieşirea acestuia a semnalului 1 logic, care se aplică la intrarea corespunzătoare a numărătorului CT_2 din compunerea distribuitorului.

În acest caz, distribuitorul se stabileşte în poziția în care la prima ieşire apare impulsul unitar, datorită căruia formatorul de ieşire FI, elaborează impulsul de comandă pentru primul tiristor al redresorului (figura 3.46.d). Mai departe, codul de referință va continua să se micşoreze. După 1/6 din perioada rețelei, multivibratorul elaborează 2^n impulsuri şi, ca rezultat, în momentul t_2 în rangurile inferioare ale numărătorului CT_1 se va înscrie din nou aceeaşi valoare ca şi în momentul t_1. Această valoare coincide cu valoarea rangurilor mai mici ale codului de comandă, ceea ce se fixează de către DNC_1. La acționarea DNC_1 se aplică impulsul pozitiv, la intrarea „1” a distribuitorului şi el comută în starea în care impulsul de comandă se formează în FI_2 pentru cuplarea celui de al doilea tiristor al redresorului. Când K_C nu se modifică, următoarea comutare a distribuitorului la acționarea DNC_1 are loc după încă 1/6 din perioada rețelei. Astfel, se formează succesiv impulsurile de comandă pe toate cele şase tiristoare ale schemei de forță a redresorului. Schema din figura 3.46.a are viteză de reacție maximă. Astfel, la creşterea codului de comandă K_C, se măreşte valoarea rangurilor sale mai mici, şi DNC_1 fixează egalitatea mai devreme, adică unghiul de comandă α la tiristorul următor se micşorează. Calculele arată că schema figura 3.46.a este avantajoasă pentru funcționarea de la rețeaua asimetrică, fapt explicabil, deoarece codul de referință se sincronizează numai de la o singură fază a rețelei. Cheltuielile cu aparatura pentru realizarea SC monocanal nu se modifică practic prin mărirea numărului de faze ale convertorului, ceea ce face ca realizarea SC monocanal să fie deosebit de avantajoasă pentru comanda convertoarelor multifazate.

3.11. Convertoare autonome

3.11.1. Metode de reglare a tensiunii continue

Convertoarele autonome nu sunt legate cu rețeaua electrică de putere de curent alternativ; ca sursă de energie, convertoarele autonome folosesc

sursele de curent continuu. O astfel de sursă se poate constitui dintr-un redresor, care transformă energia rețelei de curent alternativ, din acumulatoare sau din alte surse de curent continuu. Convertoarele autonome funcționează în sarcină de curent continuu sau alternativ, fiind folosite acolo unde sarcina se află departe de alte surse de energie. Tipurile de bază de convertoare autonome sunt convertoarele de impuls de tensiune continuă la care, la intrare şi la ieşire, este tensiune continuă şi invertoarele – care sunt convertoare de curent continuu în curent alternativ.

La alimentarea de la surse de tensiune continuă, pentru reglarea cu randament ridicat a puterii de curent continuu în sarcină se folosesc convertoarele de impuls (regulatoare) de tensiune continuă cu regim de funcționare comutabil.

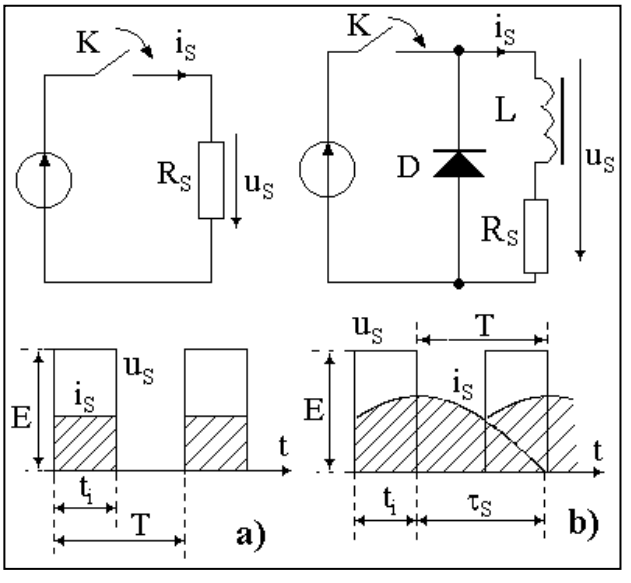


Fig.3. 47 – Schema şi diagramele de timp la convertorul de impuls de tensiune continuă în cazul funcționării pe sarcină activă (a), respectiv activ-inductivă (b)

În figura 3.47.a este prezentată schema unui astfel de convertor cu comutator ideal, care este cuplat în serie cu sarcina (activă). La comutarea periodică a Com, tensiunea pe sarcină capătă forma impulsurilor dreptunghiulare cu amplitudinea egală cu tensiunea electromotoare de alimentare, E.

Raportul dintre perioada de repetiție a impulsurilor, T şi durata acestor impulsuri, t_i se numeşte porozitate: $Q_i = \frac{T}{t_i} > 1$. Mărimea, inversă porozității

se numeşte coeficient de umplere: $\gamma = \frac{1}{Q_i} = \frac{t_i}{T}$. Prin schimbarea duratei stării de cuplare şi decuplare a comutatorului K se poate modifica valoarea medie şi cea efectivă a tensiunii pe sarcină. Tensiunea medie pe sarcină este:

$$U_{s\,med} = \frac{1}{T}\int_0^T u_s dt = \frac{1}{T}\int_0^T E dt = E\frac{t_i}{T} = \gamma E \qquad (3.\ 33)$$

Valoarea efectivă a tensiunii este:

$$U_{s\,ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_s^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T E^2 dt} = E\sqrt{\frac{t_i}{T}} = \sqrt{\gamma}E \qquad (3.\ 34)$$

Ca exemplu de sarcină activă pot fi considerate becurile electrice cu filament şi încălzitoarele electrice cu rezistență. La acestea, prezintă importanță valoarea efectivă a tensiunii.

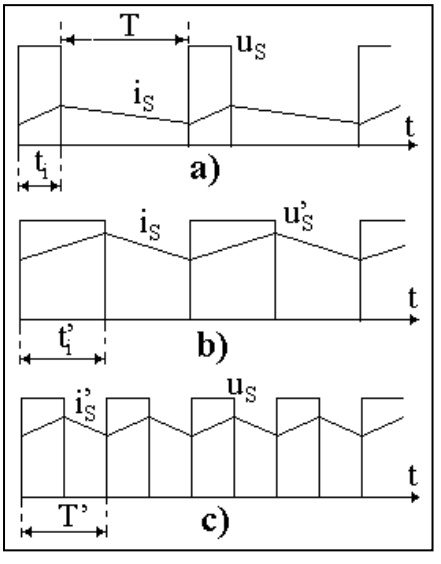


Fig.3. 48 – Diagramele de timp ale tensiunii şi curentului din schema din figura 6.1.b pentru diferite metode de reglare a tensiunii

La sarcinile de tipul motorului de curent continuu, bateriei de acumulatoare sau la cele care funcționează cu filtre de netezire, prezintă importanță valoarea medie a tensiunii. Dacă sarcina are caracter inductiv (de exemplu conține o inductanță pentru netezirea tensiunii redresate, sau pentru limitarea pulsațiilor curentului statorului la motorul de curent continuu), este necesar ca atunci când circuitul se întrerupe să nu apară supratensiuni periculoase, motiv pentru care sarcina se șuntează cu dioda D (figura 3.47.b). Astfel, curentul în sarcină devine continuu, trecând fie prin sursa E, când

comutatorul este închis (în intervalul t_i energia se acumulează în sarcină), fie prin dioda şunt, când comutatorul este deschis (în intervalul $T - t_i$ o parte din energia acumulată în sarcină se disipă). În cazul comutatorului ideal, tensiunea pe sarcină u_S are forma impulsurilor dreptunghiulare, iar curentul i_S pulsează, modificându-se conform dependenței exponențiale cu constanta de timp $\tau_S = \frac{L_s}{R_s}$. Astfel, valorile medie şi efectivă ale tensiunii se determină cu aceleaşi formule ca şi în cazul sarcinii active. Când sarcina este activă sau activ-inductivă valoarea medie a curentului în sarcină se determină pe baza valorii medii a tensiunii în sarcină: $I_{s\,med} = \frac{U_{s\,med}}{R_s}$

Există două metode de reglare a tensiunii de ieşire:

a) reglarea în durată a impulsurilor, când pentru modificarea valorii medii a curentului şi tensiunii în sarcină se modifică durata stării închise a comutatorului (t_i = variabil), în condițiile menținerii constante a perioadei de repetiție (T = ct.) (figura 3.48.a,b);
b) reglarea în frecvență a impulsurilor, când se modifică frecvența de repetiție în condițiile menținerii duratei constante a impulsurilor (t_i = ct., T = variabil, fig. 3.48.a,c).

În ambele cazuri se acționează asupra lui γ, ceea ce face să se modifice valorile medie şi efectivă ale tensiunii în sarcină în conformitate cu relațiile (3.33) şi (3.34).

Drept comutatoare, la convertoarele de impulsuri de tensiune continuă se pot folosi tranzistoare, tiristoare bioperaționale şi monooperaționale, înzestrate cu blocuri de comutație impusă (scheme şi elemente care să asigure cuplarea tiristoarelor în momente date de timp).

3.11.2. Blocuri de comutație a tiristoarelor monooperaționale

Se pot deosebi blocuri de comutație paralelă şi serie. În ambele cazuri, pentru decuplarea tiristoarelor, pe acestea se aplică o tensiune inversă, sub acțiunea căreia se întrerupe curentul anodic al tiristorului şi se refac capacitățile sale de blocare. Sursa tensiunii de comutare este, de obicei, un condensator care în prealabil este încărcat la tensiunea şi cu polaritatea necesară. La comutația paralelă, prin comutatorul care se închide, condensatorul se cuplează fie în paralel cu tiristorul de putere (figura 3.49.a), fie în paralel cu sarcina (figura 3.49.b).

Când condensatorul se cuplează în paralel pe tiristor, tensiunea pe acesta în timpul comutației este $u_{ainv} = u_C$, iar tensiunea pe sarcină este egală cu $u_S = E + u_C$. La cuplarea condensatorului în paralel pe sarcină tensiunea anodică pe tiristor este $u_{ainv} = u_C + E$, iar tensiunea pe sarcină este $u_S = u_C$. În

ambele cazuri, tensiunea pe sarcină depinde de tensiunea pe condensator, care se modifică în funcție de curentul sarcinii.

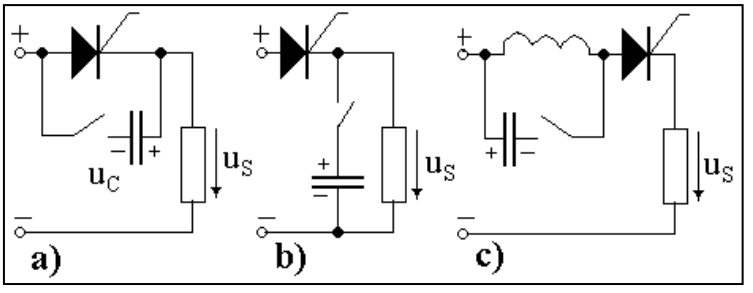


Fig.3. 49 – Metode de bază pentru cuplarea condensatorului de comutare

La comutația serie, condensatorul de comutație se introduce în circuit în serie cu tiristorul, de exemplu atunci când condensatorul se cuplează în paralel pe o inductanță (figura 3.49.c). În intervalul de comutație tiristorul se găsește la tensiunea $u_{ainv} = u_C - E$, iar tensiunea pe sarcină este $u_S = 0$. Circuitul de încărcare a condensatorului nu include sarcina, din care cauză, la comutația serie, tensiunea pe sarcină nu depinde de procesele din intervalul de comutație, adică de condițiile de încărcare a condensatorului.

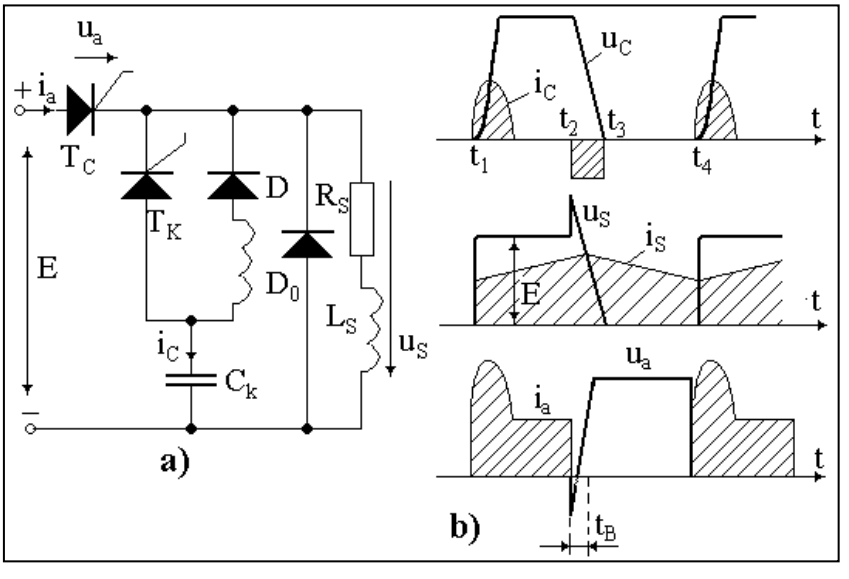


Fig.3. 50 – Schema şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor blocului de comutare comandată a tiristorului în cazul încărcării liniare a condensatorului

În figura 3.50.a este prezentată schema convertorului cu tiristoare de impuls de tensiune continuă cu bloc de comutație paralelă, în care

condensatorul de comutație C_k se cuplează în paralel pe sarcină. În blocul de comutație a tiristorului de putere T_C intră condensatorul C_k, care comută tiristorul T_k şi circuitul pentru încărcarea oscilatorie a condensatorului, compus din inductanța L_k şi dioda D. Polaritatea şi mărimea tensiunii pe condensatorul C necesare pentru comutația tiristorului T_C se obțin după cuplarea la momentul $t = t_1$ a tiristorului T_C, când prin circuitul $T_C – D – L_k – C_k$ se produce încărcarea condensatorului C_k până la tensiunea $V_{C0} > E$ (fig. 3.50.b). Astfel, pe sarcină se aplică tensiunea $u_S = E$. În afara curentului de sarcină i_S, prin tiristorul T_C, în momentul $t = t_2$ se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T_k. La cuplarea acestuia, tensiunea pe sarcină devine egală cu tensiunea condensatorului încărcat C_k, $u_S = U_{C0}$, iar pe tiristorul T_C se aplică tensiunea inversă egală cu $u_a = U_{C0} – E$. Curentul prin tiristorul T_C se întrerupe, iar curentul de sarcină se închide prin circuitul $R_S – L_S – C_k – T_k$. Condensatorul se reîncarcă cu curentul de sarcină şi, pentru că acest curent este bine netezit, datorită inductanței mari L_S, tensiunea pe condensator, u_C şi cea pe tiristor, u_a variază liniar. Pe durata existenței tensiunii inverse, tiristorul T_C îşi reface proprietățile de blocare. După terminarea încărcării condensatorului, când $t = t_3$, curentul i_C devine nul, iar curentul sarcinii se închide prin dioda şunt D_0. Acum, montajul este pregătit pentru formarea următorului impuls de tensiune pe sarcină. În momentul t_4 se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T_C, acesta se deschide din nou şi procesele se repetă. Ca durată a impulsului pe sarcină se consideră intervalul de timp dintre momentele t_1, când se aplică impulsul de comandă pe tiristorul de putere şi t_2, când se aplică impulsul de comandă pe tiristorul de comutare (figura 3.50.b). Acest interval corespunde duratei stării deschise a comutatorului, adică a tiristorului T_C. Tensiunea inversă pe tiristorul T_C se menține în intervalul t_B, când condensatorul C se descarcă cu un curent egal cu cel al sarcinii de la U_{C0} până la E. Astfel, $I_s = C_k \frac{dU}{dt} = C_k \frac{U_{C0} – E}{t_B}$.

De aici, se obține valoarea $t_B = C_k \frac{U_{C0} – E}{I_s}$, unde $U_{C0} = (1{,}5 \div 1{,}8)E$, în funcție de pierderile din circuitul de încărcare $T_C – D – L_k – C_k$. În intervalul de timp t_B, tiristorul T_C trebuie să-şi refacă capacitățile de comandă.

În figura 3.51.a este prezentată schema practică mai completă a convertorului de impuls pentru tensiune continuă, în care la comutație condensatorul se cuplează în paralel cu tiristorul de putere T_C. În componența blocului de comutare intră condensatorul C_k, tiristorul de comutare T_k şi circuitul pentru încărcarea oscilatorie a condensatorului, format din L_k şi D_1. Când se aplică tensiunea E, condensatorul C_k se încarcă prin D_1, L_k şi circuitul de sarcină $L_S R_S$ până la tensiunea $u_C = E$, cu polaritatea indicată în desen fără paranteze. Când $t = t_1$, pe electrodul de comandă al tiristorului T_C

se aplică impulsul de comandă $i_{U,C}$. Tiristorul T_C se deschide şi tensiunea pe sarcină (diagrama de sus din figura 3.51.b) devine $u_S = E$. Pentru închiderea lui T_C, în momentul t_2, pe electrodul de comandă a lui T_k se aplică impusul de comandă i_{Ck}. Tiristorul T_k se deschide şi condensatorul se încarcă prin circuitul $C_k - T_C - L_k - T_k$ până la o tensiune apropiată de valoarea E, dar cu polaritate inversă (semnele din paranteză).

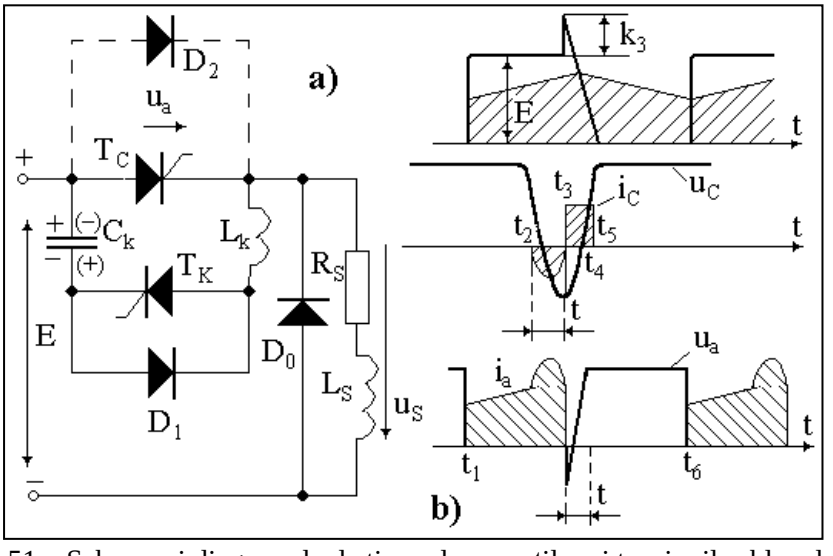


Fig.3. 51 – Schema şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor blocului de comutare comandată a tiristorului în cazul încărcării oscilatorii a condensatorului

Procesul are caracter oscilatoriu, iar curentul condensatorului i_C are formă sinusoidală, cu durata unei semiperioade $t_0 = \pi\sqrt{L_k C_k}$. După încărcarea condensatorului, la $t = t_3$, T_C se află la tensiune inversă, iar ca rezultat curentul direct prin acesta, i_a, se întrerupe. Condensatorul se încarcă la curentul continuu al sarcinii, iar tensiunea pe acesta scade liniar. Când $t = t_4$, condensatorul s-a descărcat până la tensiunea zero. Intervalul de la t_3 la t_4 este egal cu timpul de aplicare pe tiristorul de putere a tensiunii inverse, timp de decuplare necesar tiristorului T_C pentru ca acesta să-şi refacă proprietățile de comandă. Când $t = t_5$ condensatorul se încarcă din nou până la tensiunea inițială, egală cu E, iar tensiunea pe sarcină u_S devine egală cu zero. În intervalul de timp de la t_5 la t_6 curentul de sarcină trece prin dioda D_0, iar tensiunea de ieşire este $u_S = 0$. Prin modificarea timpului de întârziere a impulsului de comandă pe tiristorul de comutație, $t_C = t_2 - t_1$, se poate modifica coeficientul de umplere al tensiunii şi valorile medie şi efectivă ale acesteia. Timpul de decuplare, t_B, se determină astfel: se notează tensiunea pe condensator cu k_zE, unde k_z este coeficientul de încărcare a condensatorului

($k_z = 0,8 \div 0,9$), şi se consideră că prin sarcină circulă un curent constant, cu care se încarcă condensatorul. Atunci,

$$I_s = C_k \frac{\Delta U}{\Delta t} \Rightarrow \Delta t = C_k \frac{\Delta U}{I_s}, \text{ de unde } t_B = C_k \frac{k_z E}{I_s}.$$

La modificarea curentului în sarcină, i_S, se modifică viteza de încărcare a condensatorului şi, din această cauză, se schimbă forma şi valoarea medie a tensiunii de ieşire u_S. Pentru micşorarea influenţei curentului sarcinii asupra tensiunii de ieşire, adică pentru stabilizarea caracteristicii externe $U_S = f(I_S)$ şi a timpului pentru închiderea tiristoarelor, tiristorul de putere T_C se şuntează cu dioda D_2. În acest fel, încărcarea condensatorului în intervalul $t_3 – t_5$ are caracter oscilatoriu. Curentul i_C reprezintă jumătate din sinusoida de aceeaşi frecvenţă ca şi la încărcarea condensatorului şi trece prin circuitul $C_k – D_1 – L_k – D_2$. În acest fel, timpul de închidere este aproximativ egal cu semiperioada proprie a circuitului $t_3 \approx t_0 = ct \cdot \sqrt{L_k C_k}$, iar forma tensiunii de ieşire a convertorului se apropie de cea dreptunghiulară.

3.11.3. Invertoare de tensiune

Invertoarele de tensiune sunt convertoare autonome, în care tensiunea variabilă în sarcină se formează ca rezultat al cuplării periodice a acesteia cu ajutorul comutatoarelor la sursa de curent continuu; prin intermediul lor, se asigură polaritatea alternativă a impulsurilor de tensiune în sarcină. Invertoarele de tensiune se construiesc cu dispozitive comandate (tranzistoare, tiristoare bioperaţionale, monooperaţionale, înzestrate cu circuite de comutaţie).

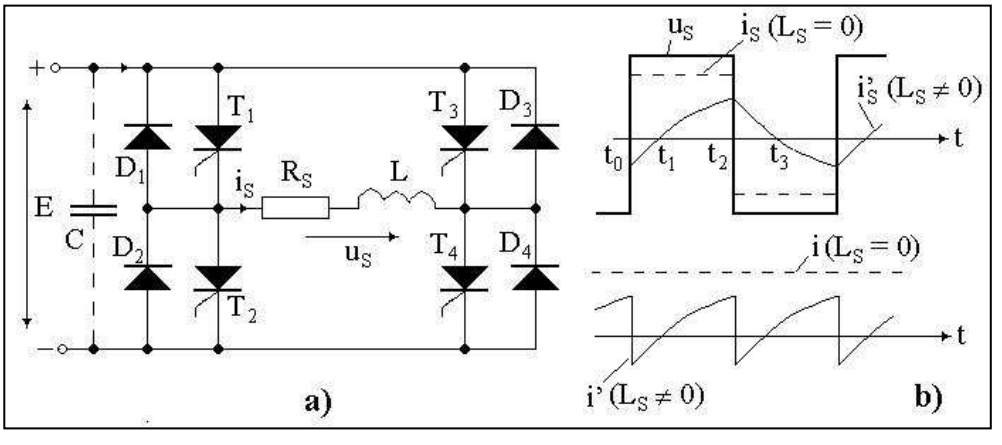


Fig.3. 52 – Schema şi diagramele de timp ale curenţilor şi tensiunilor invertorului monofazat în punte

În figura 3.52.a este prezentată schema invertorului monofazat în punte cu tiristoare. Când tiristoarele T_1 şi T_4 sunt cuplate şi T_2 şi T_3 sunt decuplate,

pe sarcină este o tensiune având sensul indicat în figură. Dacă T_1 şi T_4 se decuplează, iar T_2 şi T_3 se cuplează, atunci tensiunea şi curentul în sarcină îşi schimbă sensul. Când sarcina este activă ($L_S = 0$), curentul i_S în sarcină repetă ca formă tensiunea pe sarcină u_S. În figura 3.52.b sunt reprezentați cu linie punctată curentul în sarcină, i_S, şi curentul de intrare al invertorului, i, când $L_S = 0$. Curentul i_S şi tensiunea u_S au formă dreptunghiulară.

În cazul sarcinii activ-inductive ($L_S \neq 0$) curentul în sarcină, i'_S, variază exponențial, cu constanta de timp $\tau = \frac{L_s}{R_s}$. La închiderea lui T_1 şi T_4 în momentul t_2, cu toate că se aplică impulsurile de blocare pe T_2 şi T_3, datorită inductanței L_S, curentul în sarcină i'_S tinde să-şi mențină sensul. Pentru ca, după blocarea T_1 şi T_4, să se deschidă calea pentru curentul în sarcină, tiristoarele se şuntează cu diodele $D_1 – D_4$. Din această cauză, când $t_2 < \tau < t_1$, i_S trece prin D_2 şi D_3 şi întoarce o parte din energia acumulată în inductanță la sursa E. Când $t = t_3$ curentul în sarcină i'_S devine egal cu zero, iar când $t > t_3$ curentul începe să treacă în sens invers prin T_2 şi T_3, pe electrozii de comandă ai cărora continuă să existe semnalele de deschidere. În mod similar, în intervalul $t_0 < \tau < t_1$, adică după deschiderea lui T_2 şi T_3, curentul în sarcină trece prin D_1 şi D_4. Datorită duratei mici a procesului de comutare, tensiunea de ieşire a invertorului de tensiune este apropriată ca formă de cea dreptunghiulară şi nu depinde de curentul în sarcină. Închiderea tiristoarelor, chiar având în vedere procesele de comutare, durează maxim 200 μs, dacă invertorul este realizat cu tiristoare monooperaționale. Caracteristica externă (de sarcină) a invertorului de tensiune, $U_S = f(I_S)$ reprezintă o linie dreaptă cu pantă foarte mică. Când $L_S \neq 0$, curentul de intrare al invertorului, i', (figura 3.52.b) devine alternativ, ceea ce atestă schimbul periodic de energie dintre circuitul sarcinii şi sursa de alimentare, adică acumularea energiei în inductanța sarcinii la funcționarea tiristoarelor şi întoarcerea energiei în sursă în intervalul de funcționare a diodelor. Dacă sursa de alimentare E este reprezentată de un redresor, atunci, pentru realizarea în acesta a conducției inverse, care să permită preluarea energiei de la invertor, redresorul se şuntează cu un condensator C de capacitate mare, aşa cum se arată în figura 3.52.a.

Pentru determinarea expresiei curentului în sarcină, se procedează astfel: circuitul curentului i_S include E, R_S şi L_S. Considerând că i_S are două componente, forțată şi liberă,

$$i_S = i_{S,f} + i_{S,\ell} = I_0 + A \cdot e^{-\frac{t}{\tau_S}} \qquad (3.\ 35)$$

unde $\tau_S = \frac{L_S}{R_S}$ este constanta de timp a circuitului de sarcină, iar $I_0 = \frac{E}{R_S}$ este curentul în sarcină când $t = \infty$ sau când $L_S = 0$.

Pentru că tensiunea pe sarcină se repetă periodic, atunci:

$$i_S(0) = -\, i_S\left(\frac{T}{2}\right) \qquad (3.\ 36)$$

ceea ce permite determinarea constantei A.

După introducerea relației (3.35) în (3.36) şi după câteva transformări se obține:

$$i_S = I_0\left[1 - \frac{2e^{-\frac{t}{\tau_S}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_S}}}\right] \qquad (3.\ 37)$$

Valoarea maximă a curentului în sarcină se determină din relația (6.5), când $t = \frac{T}{2}$: $i_{Sm} = I_0 \frac{1 - 2e^{-\frac{T}{2\tau_S}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_S}}}$.

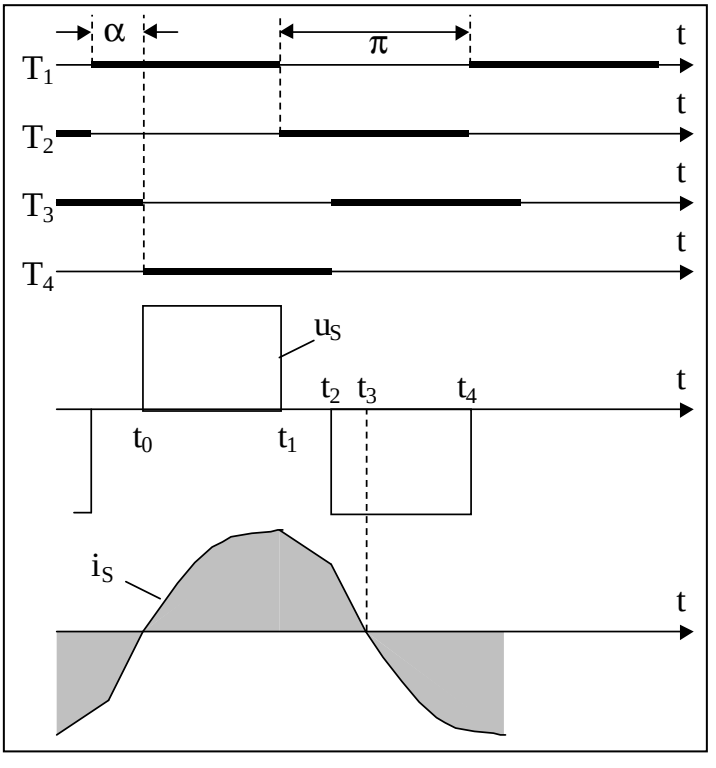


Fig.3. 53 – Diagramele de timp ale curentului şi tensiunii şi intervalele de conducție a tiristoarelor din schema din figura 3.52, când tensiunea de ieşire este reglabilă

Pentru reglarea tensiunii de ieşire a invertoarelor de tensiune se modifică fie tensiunea de alimentare E, fie se folosesc aşa-numitele mijloace interne, adică se modifică forma tensiunii de ieşire. În acest scop în schema din figura 3.52.a se deplasează impulsurile de comandă pe T_3 şi T_4 în raport cu impulsurile de comandă de pe T_1 şi T_2, cu unghiul de comandă α (pe diagramele de timp din figura 3.53 sunt prezentate intervalele de conducţie ale tuturor tiristoarelor şi forma curentului şi tensiunii în sarcină). În intervalul $t_0 < \tau < t_1$ sunt deschise T_1 şi T_4, iar pe sarcină $u_S = E$.

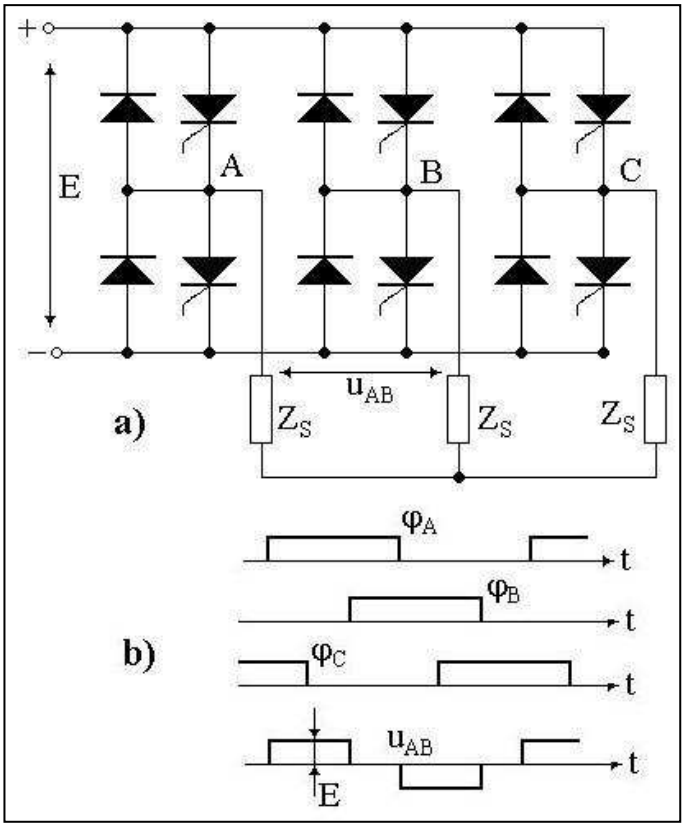


Fig.3. 54 – Invertor de tensiune trifazat în punte (a) şi diagramele de timp ale tensiunilor în invertor (b)

În momentul t_1, T_1 se închide şi se aplică impulsul de comandă pe T_2, datorită căruia fapt curentul i_S se închide în circuitul $T_4 – D_2 – R_S – L_S$, iar tensiunea pe sarcina scurtcircuitată de T_4 şi D_2 este $u_S = 0$. În momentul t_2 se aplică impulsul de deblocare pe T_3, T_4 îşi întrerupe funcţionarea şi sarcina se cuplează la sursa de alimentare ($u_S = – E$). Datorită inductanţei sarcinii, la începutul intervalului $t_2 – t_3$ curentul i_S circulă în sensul anterior, pe circuitul

$R_S - L_S - D_3 - E - D_2$, apoi, după scăderea curentului la zero, când $t = t_3$, curentul îşi schimbă sensul şi circulă în circuitul $E - T_3 - R_S - L_S - T_2$. Astfel, în curba $u_S(t)$ apare o pauză reglabilă. Ordinea de aplicare a semnalelor de comandă pe tiristoarele invertorului a căpătat denumirea de algoritm de comandă. Acesta şi caracterul sarcinii invertorului de tensiune determină caracterul şi durata de funcționare a tiristoarelor, adică algoritmul de comutare. În figura 3.54.a este prezentată schema invertorului trifazat de tensiune. Să analizăm cel mai simplu regim, când fiecare două tiristoare ale unei faze se deschid alternativ. Considerând că potențialul bornei negative a sursei de alimentare E este nul, atunci potențialele punctelor A,B,C vor lua valori fie E, fie 0. În figura 3,54.b sunt arătate curbele de variație a potențialelor φ_A, φ_B şi φ_C, care sunt defazate între ele la 120°, ca la sistemele de trifazate. Pe sarcină se aplică o tensiune liniară, de valoare $u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B$, a cărei formă este reprezentată de asemenea în figura 3.54.b. Tensiunea de ieşire (liniară) a invertorului trifazat este, în regimul analizat, de forma impulsurilor dreptunghiulare de semn alternativ cu durata de 120°.

3.11.4. Invertoare de curent

Invertoarele de curent sunt invertoare autonome legate cu sursa de alimentare printr-o inductanță de netezire, astfel încât tiristoarele invertorului comută curentul. La invertoarele de curent se folosesc tiristoare monooperaționale. Pentru comutația tiristoarelor, de obicei se cuplează în paralel cu sarcina un condensator de comutare. În funcție de metoda de cuplare a condensatorului la sarcină, aceste invertoare se numesc paralele. În figura 3.55 este prezentată schema invertorului de curent monofazat în punte paralel. Datorită inductanței mari a filtrului de netezire, L_d, curentul de intrare al invertorului, i_d (curentul sursei E), se poate considera ideal netezit. La cuplarea lui T_1 şi T_4, cu ajutorul impulsurilor de la sistemul de comandă, se formează circuitul de trecere a curentului $E_d - I_d - T_1 - R_S - T_4 - E_d$. Sensul curentului în diagonalele punții este reprezentat în figură. La cuplarea lui T_2 şi T_3, curentul îşi schimbă sensul. Datorită comutării periodice asigurate de tiristoare, curentul de intrare se transformă în diagonalele punții în curent alternativ de formă dreptunghiulară (figura 6.9.b).

În cazul sarcinii active, datorită constanței curentului $i = I_d$, tensiunea pe condensator, $u_C = u_S$ se modifică exponențial cu constanta de timp $\tau = R_S C$ şi, la sfârşitul intervalului, când sunt deschise tiristoarele T_1 şi T_4, are polaritatea arătată în figura 3.55.a. În momentul t_2, semnalul de comandă se aplică la electrozii de comandă ai lui T_2 şi T_3. La deschiderea acestora, condensatorul de comutare C este cuplat în paralel pe ambele tiristoare, T_1 şi T_4, care anterior erau în conducție. Polaritatea tensiunii pe condensator este astfel că tensiunea pe tiristoare este în acest caz inversă, curentul prin T_1 şi T_4 se întrerupe şi tiristoarele îşi refac capacitățile lor de blocare. Când $t > t_3$,

datorită reîncărcării condensatorului, tensiunea pe tiristoare, u_a, devine din nou pozitivă. Când $t = t_4$ se produce din nou cuplarea lui T_1 şi T_4 şi decuplarea lui T_2 şi T_3.

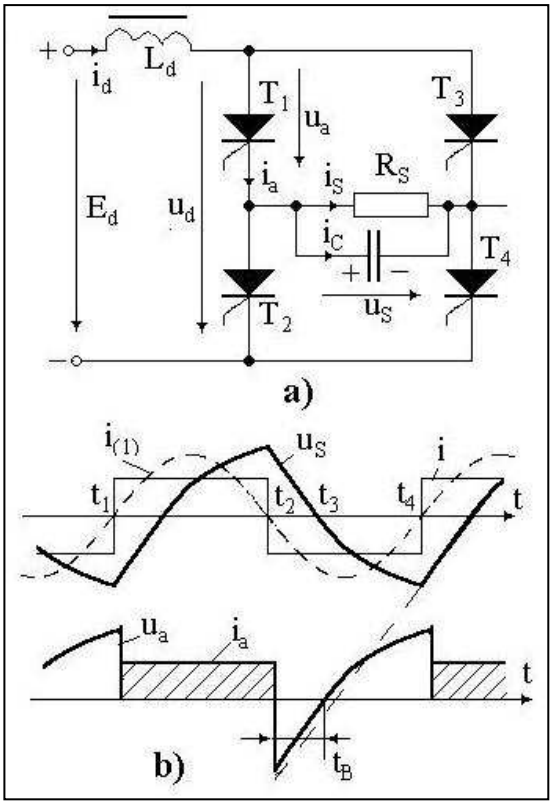


Fig.3. 55 – Schema (a) şi diagramele de timp (b) la invertorul de curent monofazat paralel în punte

În schema dată, are loc comutația curentului cu o singură treaptă, când curentul de la un tiristor se transferă direct pe altul. Forma şi mărimea tensiunii de ieşire a invertorului şi timpul de blocare a tiristoarelor depind de regimul invertorului, determinat de constanta de timp τ: cu cât este mai mare τ, cu atât mai lent variază tensiunea pe sarcină, legea de variație se apropie de cea liniară, iar forma tensiunii u_S se apropie de cea triunghiulară. Tensiunea pe diagonalele punții, u_d este egală în orice moment de timp cu tensiunea pe tiristorul închis. Astfel, când tiristorul T_2 este deschis, $u_d = u_{a1}$ (u_{a1} fiind tensiunea pe tiristorul T_1), iar când este deschis tiristorul T_4, $u_d = u_{a3}$.

Valoarea medie a tensiunii u_d, când se neglijează pierderile în inductanță, este egală cu E. Având în vedere că $u_d = u_a$:

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_a d\theta \qquad (3.\ 38)$$

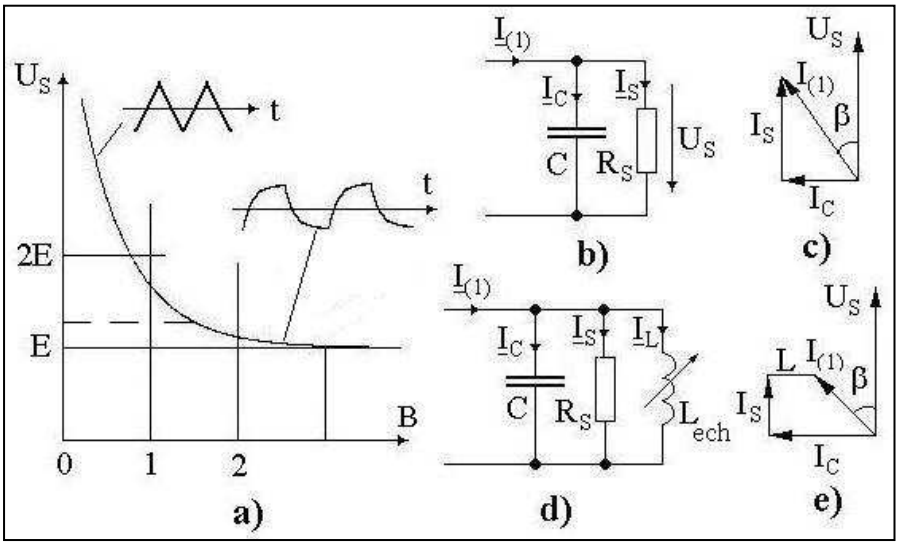


Fig.3. 56 – Caracteristica externă (a) schemele echivalente (b, d) şi diagramele de timp (c, e) ale invertorul de curent

La creşterea lui τ (spre exemplu la creşterea lui R_S) are loc creşterea palierului negativ al curbei u_a (curba haşurată din figura 3.55.b) şi, datorită faptului că E_d = ct., se observă creşterea palierului pozitiv şi mărirea tensiunii pe sarcină, u_S. Din această cauză, caracteristica externă, $u_S = f(I_S)$, pe intervalul respectiv este rapid descrescătoare (figura 3.56.a).

Să exprimăm puterea în sarcină prin puterea cedată de sursa E, având în vedere randamentul invertorului η:

$$U_S I_{(1)} \cdot \cos\beta = \eta I_d E \qquad (3.\ 39)$$

unde $I_{(1)}$ este valoarea efectivă a primei armonici a curentului dreptunghiular i (figura 3.55.b) şi β este unghiul de defazare dintre curentul i şi tensiunea u_S. Din descompunerea curentului i în serie Fourier se obține $I_{(1)} = 0{,}9 \cdot I_d$. Înlocuind această valoare în relația (3.39), se obține:

$$U_S = 1{,}1\frac{\eta E_d}{\cos\beta} \qquad (3.\ 40)$$

Unghiul β poate fi determinat din schema echivalentă din figura 3.56.b, care arată circuitul prin care trece curentul $I_{(1)}$. Diagrama fazorială pentru schema echivalentă este reprezentată în figura 3.56.c.

Se introduce coeficientul de sarcină, B, care este egal cu raportul dintre curentul în sarcină, I_S şi curentul prin condensatorul C:

$$B = \frac{I_S}{I_C} = \frac{\frac{1}{R_S}}{\frac{1}{X_c}} = \frac{1}{\omega R_S C} = \frac{1}{\omega\tau} \qquad (3.\ 41)$$

Din diagrama vectorială din figura 3.56.c, rezultă:

$$\cos\beta = \frac{I_S}{\sqrt{I_S^2 + I_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{B^2}}} \qquad (3.\ 42)$$

Se introduce relația (3.42) în (3.40) şi se obține ecuația caracteristicii externe (figura 3.56.a):

$$U_S = 1{,}1 \cdot \eta \cdot E_d \sqrt{1 + \frac{1}{B^2}} \qquad (3.\ 43)$$

Pe baza valorii date a lui B, se poate determina tensiunea relativă de ieşire, $\frac{U_S}{E}$ şi durata de timp pentru decuplarea tiristoarelor, $t_B = \frac{\beta}{\omega}$. În acelaşi fel, se poate construi caracteristica externă a invertorului de curent pentru sarcina activ-inductivă, în care scop se construieşte schema echivalentă, se determină unghiul β şi valoarea cosβ se introduce în relația (3.40). Se păstrează caracterul abrupt de scădere a caracteristicii externe.

Dependența puternică a tensiunii pe sarcină în funcție de caracteristicile acesteia reprezintă o deficiență a invertoarelor de curent. Pentru stabilizarea tensiunii pe sarcină se folosesc diferite soluții, dintre care mai răspândită este schema invertorului de curent cu aşa-numitul regulator inductiv-tiristor (figura 3.57).

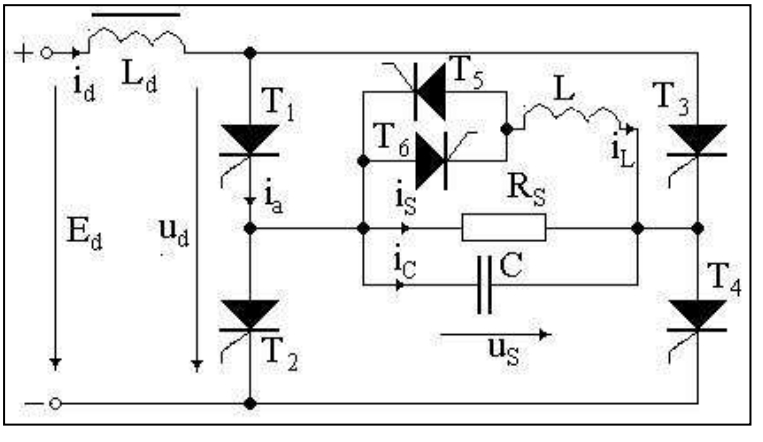


Fig.3. 57 – Invertor de curent cu regulator inductiv-tiristor

În schema invertorului de curent monofazat în punte paralel se introduce suplimentar convertorul reglabil de tensiune variabilă cu sarcină inductivă (elementele T_5, T_6, L). Curentul consumat de acesta are întotdeauna prima armonică defazată față de tensiune cu $\pi/2$. În conformitate cu relația (3.23), amplitudinea primei armonici a curentului depinde de unghiul de comandă α, care este egal cu defazarea impulsurilor de comandă pe T_5 (sau T_6) în raport cu momentul de schimbare a polarității tensiunii u_S. Din această cauză, schema respectivă a convertorului de tensiune variabilă poate fi considerată ca o inductanță comandată, cu valoarea determinată de relația ce urmează relației (3.23).

În figura 3.56.d este prezentată schema echivalentă iar în figura 3.56.e diagrama fazorială a invertorului din figura 3.57. Pe diagrama fazorială apare componenta suplimentară a curentului I_L. Prin reglarea acestuia, datorită modificării unghiului α cu ajutorul sistemului de comandă, se stabileşte curentul I_L pentru care unghiul de defazare, β, dintre curentul i şi tensiunea de sarcină u_S rămâne neschimbat; în acest fel, în conformitate cu expresia (3.40), tensiunea pe sarcină va fi constantă indiferent de modificarea curentului în sarcină. Comparând diagramele fazoriale din figurile 3.56.c şi 3.56.e, se constată că, la cea de-a doua, curentul de sarcină scade (R_S creşte), dar datorită curentului I_L, unghiul β rămâne constant şi U_S = ct., ceea ce este reprezentat cu linie punctată în figura 3.56.a. La scăderea curentului în sarcină, unghiul de comandă α creşte şi L_{ech} se micşorează.

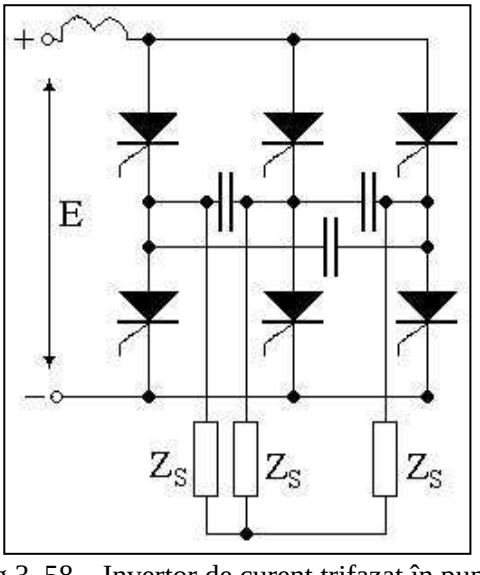


Fig.3. 58 – Invertor de curent trifazat în punte

La invertorul din figura 3.57 se poate stabiliza unghiul β la alt nivel, de exemplu prin mărirea sa în comparație cu valoarea arătată în diagramele din

figurile 3.56.c şi 3.56.e. În acest caz, tensiunea de ieşire a invertorului, pentru aceeaşi tensiune E, va fi mai mare, însă stabilitatea sa la schimbările parametrilor sarcinii se va păstra. Invertoarele de curent se folosesc frecvent pentru funcționarea în sarcină trifazată. În figura 3.58 se arată schema invertorului de curent trifazat paralel în punte. Tiristoarele invertorului funcționează în pereche, în aceeaşi ordine ca şi la redresorul trifazat în punte.

Invertoarele de curent cu regulator inductiv-tiristor se utilizează frecvent în industrie, de exemplu la agregatele de alimentare fără întrerupere, puterea acestora putând atinge sute de kilowați. Forma tensiunii de ieşire este apropiată de cea sinusoidală, ceea ce uneori permite utilizarea lor fără filtre în partea de curent alternativ. La construcția invertoarelor de curent cu frecvența de ieşire variabilă apar dificultăți în funcționarea la frecvențe joase, pentru că, prin micşorarea frecvenței, este necesară mărirea capacității condensatoarelor de comutație. Pentru evitarea acestor dificultăți se elaborează scheme modificate de invertoare de curent, la care comutația curentului de la un tiristor la altul se face în două etape, în care scop, în schemă se introduc tiristoare ajutătoare. Soluții mai simple se asigură însă în aceste cazuri cu invertoarele de tensiune.

3.11.5. Invertoare de rezonanță

Pentru formarea tensiunii variabile de frecvență mai mare (0,5 ÷ 10 kHz) se folosesc invertoarele de rezonanță. Domeniul de utilizare frecventă al acestora este electrotermia, unde ele se folosesc pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție. Invertoarele de rezonanță funcționează de obicei în sarcină monofazată. Schema invertorului de rezonanță monofazat în punte este prezentată în figura 3.59.

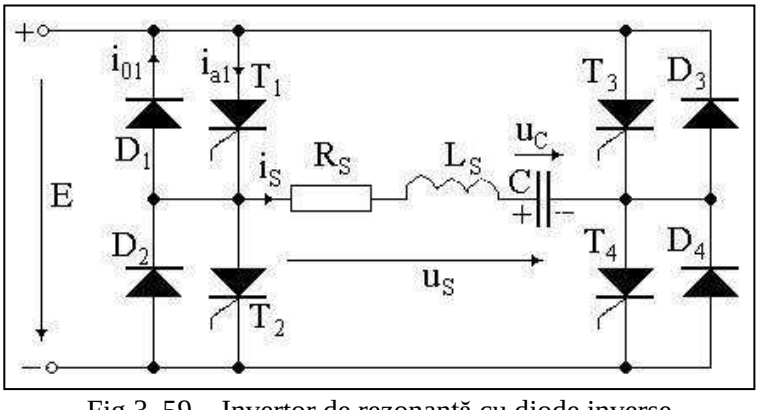


Fig.3. 59 – Invertor de rezonanță cu diode inverse

În circuitul de sarcină R_SL_S este cuplat în serie condensatorul C, din care cauză acest invertor se numeşte invertor serie. Circuitul R_SL_SC

reprezintă un circuit oscilant serie de calitate superioară (în care scop R_S trebuie să fie mic), cu frecvența de rezonanță: $f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_S C}}$.

Închiderea tiristoarelor monooperaționale la acest invertor se face la scăderea curentului la zero în circuitul oscilant. În momentul t_1 (figura 3.60.a) se aplică impulsul de comandă pe T_1 şi T_4, sensul curentului în circuitul oscilant, i_S fiind reprezentat în figură. Condensatorul C se încarcă până la tensiunea U_m, a cărei polaritate este reprezentată în figura 3.59. În momentul t_2, curentul i_S, care variază sinusoidal, scade la zero, astfel că T_1 şi T_4 se închid. Apoi sensul curentului i_S se inversează, acest curent începe să circule în circuitul $– E – D_4 – R_S – L_S – C – D_1 + E$ şi tensiunea pe condensator scade. În intervalul $t_2 – t_3$, pe T_1 şi T_4 se aplică o tensiune inversă mică, egală cu căderea de tensiune pe diodele care conduc, D_1 şi D_4. În acest interval are loc refacerea proprietăților de blocare ale tiristoarelor T_1 şi T_4. Durata intervalului $t_2 – t_3$ se alege nu mai mică decât timpul de decuplare a tiristoarelor. Apoi, în momentul t_3 se aplică impulsurile de comandă pe T_2 şi T_3 şi curentul se transferă de pe diode pe aceste tiristoare. În intervalul $t_3 – t_4$ curentul i_S circulă pe circuitul $+E – T_3 – R_S – L_S – C – T_2 – E$, tensiunea pe condensator îşi modifică sensul şi atinge maximul în momentul t_4, când curentul i_S se micşorează până la zero. În intervalul $t_4 – t_5$ (cu durata nu mai mică decât t_B) curentul i_S trece prin D_2 şi D_3 şi, în continuare, procesul se repetă. Puterea cea mai mare se disipă în sarcină la frecvența de comandă a invertorului, f, care este cea mai apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului f_0, însă trebuie ca întotdeauna să se respecte inegalitatea $f_0 > f$, pentru că, dacă durata intervalelor $t_2 – t_3$ şi $t_4 – t_5$ va fi mai mică decât cea minimă, timpul destinat pentru decuplarea tiristoarelor va fi insuficient pentru blocarea fermă a acestora. La micşorarea frecvenței cu care se aplică impulsurile de comandă pe tiristoare, puterea care se transmite în sarcină se micşorează; la micşorarea în continuare a frecvenței f intervalele de trecere a curentului prin circuit alternează cu pauzele fără curent (regim de curent intermitent). Diagramele de timp în acest regim sunt arătate în figura 3.60.b.

În intervalul $t_1 – t_2$ funcționează tiristoarele T_1 şi T_4 (sensul curentului i_S este arătat în figura 3.59) şi puterea din sursa de alimentare se transmite în sarcină. În momentul t_2, curentul în circuit îşi schimbă sensul şi curentul trece prin circuitul $–E – D_4 – R_S – L_S – C – D_1 + E$. În acest caz, sarcina întoarce o parte din energia acumulată în elementele reactive, în sursa de alimentare. Tensiunea pe condensator, u_C, se micşorează, însă, datorită pierderilor din circuit, aceasta nu ajunge la valoarea nulă. În momentul t'_2 curentul prin diodă scade la zero. Pauza fără curent se prelungeşte până când, în momentul t_3, nu se aplică impulsurile de comandă pe tiristoarele T_2 şi T_3. Pe durata pauzei fără curent, tensiunea pe condensator este constantă. În momentul t_3

începe să se formeze a doua semiperioadă a frecvenței de ieşire a invertorului.

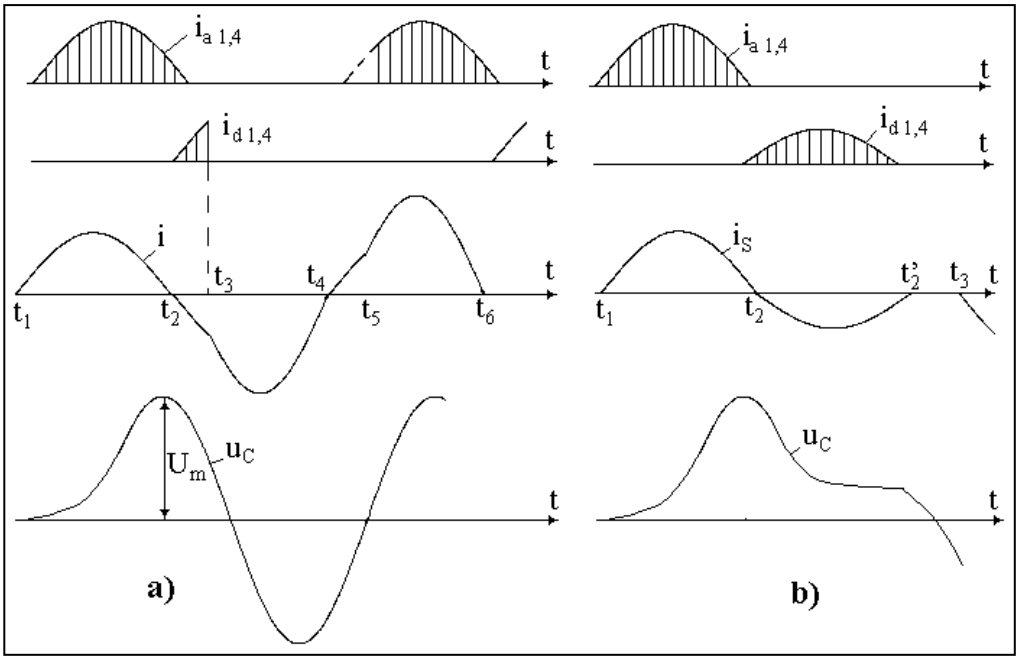


Fig.3. 60 – Diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor în invertorul rezonant în regim de curent fără întrerupere (a) și cu întrerupere (b)

În acest regim de curent cu întrerupere, puterea în sarcină este mai mică, iar curbele de curent şi tensiune pe sarcină diferă substanțial de o sinusoidă, mai mult decât în regim fără întrerupere. Din această cauză, regimul de curent cu întrerupere se utilizează rar. Pentru a face ca variația tensiunii pe sarcină să se apropie de o sinusoidă, uneori se cuplează în paralel cu sarcina un condensator (invertor serie-paralel).

4. AMPLIFICARE CU TRANZISTOARE

4.1. Caracteristica de transfer a etajului de amplificare

Definit în modul cel mai general, un amplificator este un cuadripol la intrarea căruia dacă se aplică un semnal variabil, la ieşire se obţine un semnal de aceeaşi formă şi frecvenţă dar cu amplitudine mai mare. Este evident că sporul de putere la ieşirea amplificatorului este obţinut datorită unei surse de energie electrică cu care este prevăzut acesta.

Amplificatoarele se pot realiza cu elemente amplificatoare semiconductoare adică cu tranzistoare bipolare şi cu efect de câmp. În acelaşi scop se folosesc şi circuitele integrate amplificatoare care încorporează totalitatea componentelor de bază ale schemei electronice. Celula de bază cea mai simplă care realizează amplificarea se numeşte etaj amplificator.

Semnalele electrice la intrarea amplificatoarelor pot fi variabile continuu, în mod particular sub forma oscilaţiilor armonice, sau sub forma impulsurilor de polaritate diferită. Se poate considera că, în regimuri stabilizate, majoritatea mărimilor fizice sunt constante sau lent variabile, cum sunt, de exemplu, tensiunea şi frecvenţa reţelei. În regimuri tranzitorii şi îndeosebi în caz de avarie, acelaşi mărimi se pot modifica rapid. Amplificatoarele care pot funcţiona atât cu semnale variabile cât şi cu semnale continue sau lent variabile sunt cele mai universale şi deci şi cele mai des utilizate în practică. Aceste amplificatoare se numesc de curent continuu, cu toate că ele amplifică şi componenta alternativă şi, în marea lor majoritate, ele sunt amplificatoare de tensiune şi nu de curent.

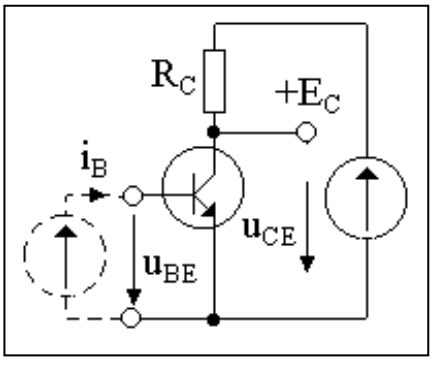


Fig. 4. 1 – Schema de cuplare cu emitor comun a tranzistorului bipolar

În figura 4.1 este prezentată schema amplificatorului cu emitor comun cu tranzistor de tipul n-p-n. Semnalul de intrare se aplică în baza tranzistorului sub forma tensiunii u_{BE} şi curentului i_B. Relaţia $u_{CE} = f(u_{BE})$ se numeşte caracteristica de transfer a etajului. Prin creşterea lui u_{BE}, creşte

curentul i_B, precum şi curentul i_C, conform relației (1.4), astfel: $i_C = (\beta+1)I_{CB0} + \beta i_B$. Ca rezultat, creşte căderea de tensiune pe rezistorul R_C şi se micşorează tensiunea $u_{CE} = E_C - i_C R$. Când u_{CE} ajunge la valoarea U_{CES}, creşterea în continuare lui u_{BE} nu mai provoacă modificarea tensiunii u_{CE} şi a curentului i_C, care trece prin rezistența de sarcină R_C (figura 4.2). În acest regim, pe rezistența de sarcină R_C se aplică tensiunea $E_C - U_{CES}$ şi, din acest motiv, curentul de colector este egal cu $i_C = I_{CS} = \frac{E_C - U_{CES}}{R_C}$.

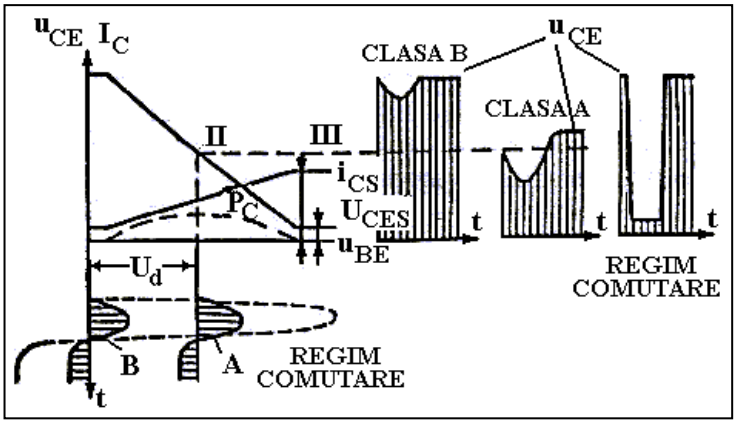


Fig. 4. 2 – Funcția de transfer a amplificatorului cu tranzistor în montaj emitor comun

Caracteristica de transfer a etajului arată că prin variația tensiunii u_{BE} sau a curentului i_B în circuitul de mică putere a sursei se semnal se pot modifica valorile curentului i_C şi tensiunii u_{CE} din circuitul sursei E_C de putere mai mare. Tensiunea u_{CE} poate varia numai în limitele: $U_{CES} \le u_{CE} \le E_C$, iar curentul i_C în limitele: $I_{CB0} \le i_C \le \frac{E_C - U_{CES}}{R_C}$ care corespunde zonei a II-a pe caracteristica de transfer din figura 4.2. Pentru valori negative ale lui u_{BE} şi în zona I a caracteristicii de transfer, prin tranzistor trece numai curentul mic necomandat al joncțiunii bază-colector, iar în zona a III-a, $u_{CE} = U_{CES}$, iar tranzistorul îşi pierde calitatea de amplificator. De asemenea, se constată din secțiunea a II-a că, prin creşterea lui u_{BE}, se micşorează u_{CE}. Amplificatorul la care variația semnalului la ieşire este de sens opus variației semnalului de la intrare se numeşte amplificator inversor. Regimurile de funcționare ale etajului de amplificare se numesc clase de amplificare şi pot fi analizate pe baza caracteristicii de transfer. În figura 4.2, este reprezentat semnalul de intrare $u_{int}(t)$ de formă oarecare cu ambele polarități şi tensiunea $u_{CE}(t)$ în diferite clase de amplificare. Clasa de amplificare B este caracterizată de egalitatea $u_{BE} = u_{int.}$ Datorită neliniarității caracteristicii de transfer a etajului

în clasa B, la ieşirea acestuia se transmite numai alternanța pozitivă a semnalului, pentru $u_{int} > 0$. Această clasă de amplificare se foloseşte atunci când este necesară amplificarea impulsurilor de o singură polaritate. În cazul aplicării la intrare a unor semnale cu ambele alternanțe, forma acestuia la ieşire este distorsionată, iar o parte a informației conținute în semnal este pierdută definitiv.

În cazul funcționării etajului în clasa de amplificare A, la intrarea acestuia se aplică, pe lângă semnalul $u_{int}(t)$ şi o tensiune constantă, care deplasează punctul de lucru pe caracteristica de transfer, astfel încât:

$$u_{BE} = u_{int} + U_d.$$

Datorită tensiunii de deplasare, U_d, semnalul de intrare se poate reproduce în totalitate, fără distorsiuni de formă, pentru că valoarea lui u_{BE} corespunde în mod continuu zonei a II-a pe caracteristica de transfer. Regimul de repaus corespunde regimului de funcționare a amplificatorului când acestuia i se aplică tensiunea sursei de alimentare şi tensiunea de deplasare, dar nu şi o tensiune u_{int}. În acest regim, $u_{BE} = U_{BEr}$ şi $i_B = I_{Br}$, iar $u_{CE} = U_{CEr}$. Când se aplică tensiunea u_{int} negativă sau pozitivă, se micşorează sau respectiv se măresc curenții i_B şi i_C, precum şi căderea de tensiune pe R_C în mod corespunzător, astfel încât $u_{CE} = U_{Cer} + \Delta U_{CE,}$ unde $\Delta U_{CE} = u_{ieş}$ reprezintă efectul de amplificare.

În regimul de funcționare cu semnal mare la intrare, modificarea tensiunii de intrare cuprinde toate secțiunile caracteristicii de transfer (I – III), iar forma semnalului transmis este distorsionată şi limitată în amplitudine. Asemenea situații sunt specifice în tehnica impulsurilor, unde limitarea amplitudinii impulsurilor dreptunghiulare nu are urmări semnificative. Alegerea clasei de amplificare şi a regimului de repaus determină nu numai forma semnalului transmis, dar şi pierderile de putere care produc încălzirea tranzistorului, astfel: $P_C = \frac{1}{t}\int_0^T u_{CE} \cdot i_C \cdot dt$. Pe diagrama din figura 4.2, cu linie punctată este reprezentată variația puterii P în regim de repaus în funcție de tensiunea de deplasare, U_{Ber}. Se constată că, alegerea valorii lui U_{Ber} în mijlocul secțiunii a II-a pe caracteristica de transfer corespunde pierderilor maxime de putere în tranzistor.

4.2. Regimul de repaus la amplificatorul cu tranzistor în montaj cu emitor comun

Pentru analiză, să considerăm că etajul cu emitor comun funcționează în clasa de amplificare A. Schema din figura 4.3 conține suplimentar față de schema din figura 4.1 rezistorul de sarcină din colector R_S, la bornele căruia se culege tensiunea de ieşire, $u_{ieş}$, iar circuitul de intrare este reprezentat în

mod convenţional sub forma cuplării în serie a două surse de tensiune, u_{int} şi U_d.

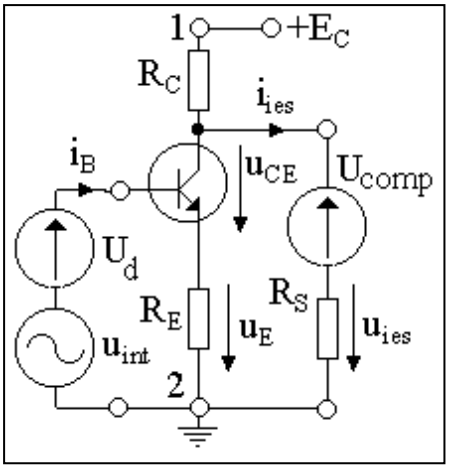


Fig. 4. 3 – Amplificator în montaj emitor comun

În figura 4.4 se prezintă diagramele de timp ale tensiunilor şi curenţilor pentru etajul de amplificare cu emitor comun. Când $u_{int} = 0$, în regimul de repaus, prin tranzistor circulă curenţii continui I_{Br}, I_{Cr}, I_{Er}, iar pe baza şi pe colectorul tranzistorului se aplică tensiunile continue U_{BEr} şi $U_{CEr} \neq 0$. Pentru că, în regim de repaus, $u_{ieş} = 0$, în circuitul sarcinii R_S este necesară introducerea unei surse de tensiune continuă pentru compensare: $U_{comp} = U_{CEr}$.

La aplicarea tensiunii de intrare, curenţii şi tensiunile în tranzistor se modifică cu valorile $\Delta U_{BE} = u_{int}$, ΔI_B, ΔI_C, ΔI_E, $\Delta U_{CE} = U_{ieş}$, care sunt reprezentate în figura 4.4, pentru cazul când semnalul la intrare are o formă oarecare. Valorile instantanee ale curenţilor şi tensiunilor în tranzistor se pot determina cu ajutorul metodei grafice, care reprezintă una dintre metodele eficiente de analiză a circuitelor neliniare. Caracteristica de ieşire a schemei din figura 4.3, care conţine un singur element neliniar – tranzistorul, se exprimă astfel:

$$i_C = f(u_{CE}) \text{ pentru } I_B = ct. \qquad (4.\ 1)$$

Dacă se consideră că în circuitul de sarcină se cuplează sursa de tensiune de compensare, $U_{comp} = U_{CEr}$, atunci, în regim de repaus, curentul de colector este:

$$i_C = \frac{E_C - U_{CEr}}{R_C} \qquad (4.\ 2)$$

Pentru rezolvarea sistemului de ecuaţii compus din (4.1) şi (4.2), se foloseşte metoda grafică, în care scop, pe familia caracteristicilor de ieşire ale

tranzistorului (figura 4.5), se trasează dreapta de sarcină în curent continuu, descrisă de ecuația (4.2). Astfel, se obține că, pentru $i_C = 0$, $u_{CE} = E_C$ iar pentru $u_{CE} = 0$, $i_C = \frac{E_C}{R_C}$. Prin aceste două puncte stabilite se trasează dreapta de sarcină. Intersecția dreptei de sarcină în curent continuu cu caracteristica de ieșire a tranzistorului pentru $i_B = I_{Br}$ va corespunde soluției sistemului de ecuații, respectiv punctului de repaus, numit şi punct static de funcționare, $O(U_{CEr}, I_{Cr})$ (figura 4.5). În general, condiția $U_{comp} = U_{CEr}$ nu se îndeplineşte şi curentul de colector se împarte, trecând şi prin R_S. În acest caz, partea schemei compuse din E_C, R_C, U_{comp}, R_S se înlocuieşte cu rezistența şi tensiunea echivalente, R_{echiv} şi E_{echiv}, care se determină pe baza teoremei generatorului echivalent astfel:

$$R_{echiv} = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}\,;\; E_{echiv} = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}\left(\frac{U_{comp}}{R_S} + \frac{E_C}{R_C}\right).$$

Valorile lui R_{echiv} şi E_{echiv} se introduc în locul lui R_C şi respectiv E_C în ecuația (4.2) şi, pe această bază, se construieşte dreapta de sarcină în curent continuu.

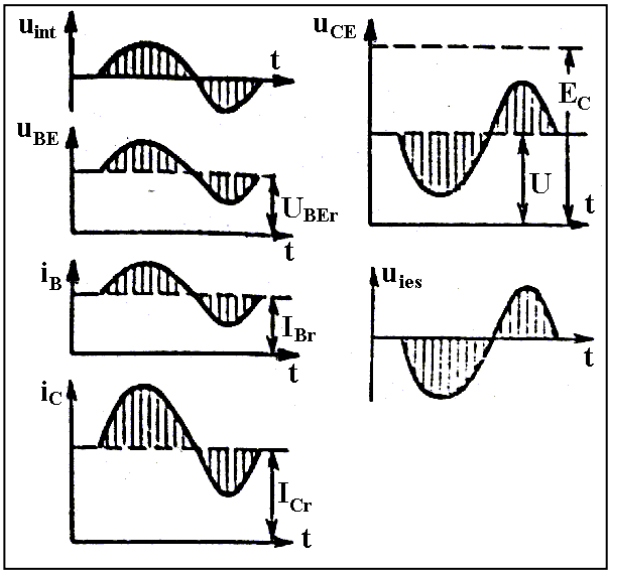


Fig. 4. 4 – Diagramele tensiunilor şi curenților în amplificatorul în montaj emitor comun

Analiza grafică a etajului în prezența semnalului la intrare se face în mod analog. În acest scop, se urmărește circuitul de trecere a curentului ΔI_C. Acest curent poate trece prin R_C şi E_C, precum şi prin U_{comp} şi R_S. Având în vedere că rezistența surselor de tensiune continuă la variația curentului ΔI,

adică rezistența acestora în componenta alternativă a curentului este egală cu 0, se obține:

$$\Delta I_C = \Delta U_{CE} \frac{R_C + R_S}{R_C \cdot R_S} \qquad (4.\ 3)$$

În continuare, se rezolvă sistemul ecuațiilor (4.1) şi (4.3), în care scop, pe familia caracteristicilor de ieşire ale tranzistorului (figura 4.5), se trasează dreapta de sarcină în curent alternativ, AOB, prin punctul de repaus O, în concordanță cu relația (4.3). Pentru că $R_C > \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}$, dreapta AOB este mai înclinată decât dreapta de sarcină în curent continuu.

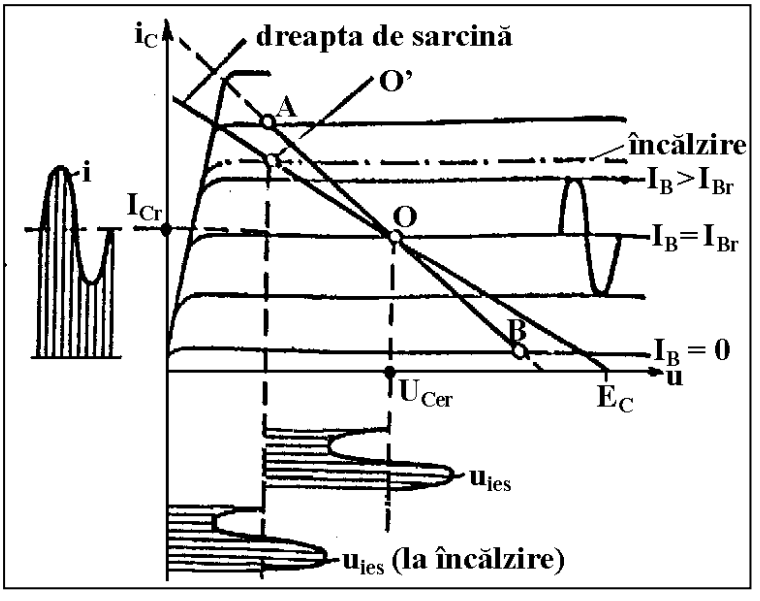


Fig. 4. 5 – Calculul grafic al etajului de amplificare cu tranzistor în montaj emitor comun; dreapta de sarcină şi influența variației de temperatură asupra punctului de repaus

Prin creşterea lui i_B, punctul de lucru al etajului, determinat de valorile lui u_{CE} şi i_C, se deplasează în sus pe dreapta OA, curentul i_C creşte, iar tensiunea u_{CE} scade. Prin micşorarea curentului bazei, punctul de lucru se deplasează pe dreapta OB, curentul i_C scade, iar tensiunea u_{CE} creşte. Dreapta AOB reprezintă traiectoria punctului de lucru a etajului.

Metoda grafică de analiză permite studierea neliniarității caracteristicilor tranzistorului şi analiza acțiunii semnalelor oarecare în orice clasă de amplificare. Metoda grafică este totuşi greoaie şi nu permite alegerea parametrilor elementelor constitutive ale etajului pe baza condițiilor inițiale date. Calitatea esențială a metodei grafice de analiză constă în aceea că oferă

o reprezentare concludentă asupra funcționării etajului ca schemă cu elemente neliniare.

Trebuie de remarcat faptul că, prin creşterea temperaturii, creşte valoarea lui I_{Cr} iar caracteristica de ieşire se deplasează în sus prin menținerea egalității $I_B = I_{Br}$, aşa cum se vede în figura 4.5 (reprezentare cu linie întreruptă). Punctul de repaus se deplasează în sus pe linia de sarcină în curent continuu din punctul O în O', ceea ce face ca modificările de semnal să iasă din zona a II-a a caracteristicii de transfer (figura 4.2), iar forma curbei semnalului să fie distorsionată (curba $u_{ieş}$ în cazul încălzirii în figura 4.5). Datorită acestui fapt, la amplificatoarele cu tranzistoare este necesară stabilizarea punctului de repaus; în mod practic nu se folosesc etaje cu tranzistoare fără masuri corespunzătoare de stabilizare a punctului de repaus. Această stabilizare este de asemenea necesară şi pentru prevenirea situațiilor în care, prin înlocuirea tranzistoarelor, se modifică de regulă regimurile de lucru, datorită faptului că marja de variație a caracteristicilor tranzistoarelor este destul de mare în jurul datelor de catalog.

4.3. Reacția negativă şi stabilizarea regimului de repaus

Pentru stabilizarea regimului de repaus se introduce o legătură inversă (reacție), care constă în transmiterea informației sau energiei de la ieşirea etajului sau sistemului la intrarea acestuia. Cu ajutorul legăturii inverse (reacției) se pot obține scheme noi, cu calități deosebite. Teoria legăturilor inverse constituie baza teoriei reglării automate. Semnalul de reacție depinde de unul din parametrii de ieşire ai sistemului: tensiune, curent, frecvență, etc. La intrarea sistemului are loc însumarea semnalului de intrare şi a semnalului de reacție. Dacă aceste semnale se însumează astfel încât tensiunile lor se însumează algebric, atunci legătura inversă se numeşte în serie. Dacă se însumează algebric curenții, atunci legătura inversă este paralelă. Dacă la intrare se adună semnale de semne diferite (în opoziție de fază), reacția este negativă, iar semnalul rezultat este mai mic decât semnalul inițial de la intrare. În acest caz, semnalul la ieşire se micşorează, însă sporeşte stabilitatea mărimii de ieşire.

În cazul reacției pozitive, la intrarea sistemului se aplică suma dintre semnalul de intrare şi semnalul de reacție. Semnalul la ieşire se măreşte, dar stabilitatea parametrilor de ieşire scade. Reacția pozitivă se foloseşte pentru accelerarea proceselor tranzitorii, precum şi în schemele generatoarelor şi a instalațiilor cu funcționare în impulsuri.

Pentru stabilizarea punctului de repaus al etajului cu emitor comun, se introduce în scheme acestuia rezistorul R_E (figura 4.3), pe care cade tensiunea $u_E = i_E R_E \approx i_C R_E$ şi care se aplică la intrarea tranzistorului astfel:

$$u_{BE} = u_{int} + U_d - u_E \qquad (4.4)$$

Tensiunea u_E reprezintă semnalul de reacție, care este proporțional cu curentul de ieşire al tranzistorului, $i_E \approx i_C$, adică, în cazul dat, reacția este în curent. La intrare, se produce scăderea tensiunilor, din care motiv reacția este de tip serie şi negativă. În paragraful 1.5 s-a arătat că, prin încălzirea tranzistorului, cresc β şi I_{Cr}, datorită cărui fapt creşte componenta continuă a tensiunii de reacție, $U_{Er} = I_{Er}R_E \approx I_{Cr}R_E$.. Conform relației (4.4), $U_{BEr} = U_d - U_{Er}$ se micşorează, se reduce tensiunea directă pe joncțiunea emitor-bază şi, ca rezultat, se micşorează curenții tranzistorului, $I_{Br,}$ I_{Cr} şi $I_{Er.}$ Astfel, reacția stabilizează curenții tranzistorului în regim de repaus, cu atât mai mult cu cât este mai mare R_E, pentru că, în acest fel, creşte semnalul de reacție. Stabilizarea punctului de repaus se face însă cu pierderi. Astfel, când la intrarea etajului se aplică un semnal de intrare pozitiv sau negativ u_{int}, se măresc sau se micşorează curenții i_E şi $i_{C,}$ precum şi căderea de tensiune pe R_E, care reprezintă semnalul de reacție. Din expresia (4.4), se determină variația de tensiune dintre bază şi emitor: $\Delta U_{BE} = u_{int} - \Delta U_E$

Tranzistorul se comandă cu tensiunea $|\Delta U_{BE}| < |u_{int}|$, din care cauză ΔI_B, ΔI_C şi ΔU_{CE} devin mai mici, se micşorează astfel şi $u_{ieş}$ şi amplificarea etajului.

Pentru limitarea acțiunii negative a reacției asupra amplificării etajului, în practică se limitează tensiunea U_{Er} la nivelul de maximum $0{,}1 \cdot E_C$, chiar dacă şi în acest caz acțiunea reacției este suficient de mare.

Contradicția dintre cerințele de stabilitate a punctului de repaus şi cele de obținere a unei amplificări cât mai mari se rezolvă în etajul diferențial.

La alegerea punctului de repaus în clasa A este necesară eliminarea distorsiunilor semnalului, în care scop traiectoria punctului de lucru trebuie limitată la sectorul AOB din figura 4.5. În acest caz, puterea disipată pe tranzistor trebuie să fie minimă. Pentru îndeplinirea acestor condiții este suficientă alegerea următoare:

$$U_{Cer} = U_{CES} + \Delta U_{Cr} + U_{iesmax} \qquad (4.5)$$

$$I_{Cr} = (\beta + 1)I_{CB0} + \frac{U_{iesmax}(R_C + R_S)}{R_C R_S} \qquad (4.6)$$

unde U_{CES} este valoarea tensiunii care corespunde intersecției sectorului de creştere rapidă a caracteristicilor de ieşire a tranzistorului (figura 1.7.a), ΔU_{Cr} este rezerva la deplasarea punctului de repaus O datorită încălzirii şi $U_{ieş\ max}$ este amplitudinea semnalului de ieşire.

Prin respectarea relațiilor (4.5) şi (4.6), traiectoria punctului de lucru al etajului nu depăşeşte domeniul $u_C > U_{CES}$, $I_C > (\beta + 1) \cdot I_{CB0}$, care corespunde sectorului II pe caracteristica de transfer din figura 4.2, atât pentru temperaturi minime, cât şi maxime.

Când $U_{comp} = U_{CEr}$, $I_{Cr} = \frac{E_C - U_{CEr} - U_{Er}}{R_C}$. Rezistența din circuitul colectorului se determină din rezolvarea acestei ecuații împreună cu (4.6) astfel: $R_C = \frac{E_C - U_{CEr} - U_{Er} - U_{ies\,max}}{(\beta+1)I_{CB0} + \frac{U_{ies\,max}}{R_S}}$

4.4. Schema echivalentă şi parametrii principali ai etajului amplificator cu tranzistor în montaj emitor comun

Pentru calculul parametrilor de amplificare ai etajelor de amplificare se foloseşte metoda bazată pe liniarizarea caracteristicilor tranzistorului.

Prin metoda liniarizării caracteristicilor neliniare se pierd informaţii despre elementul real şi despre limitările determinate de neliniaritate. Analiza amplificatoarelor se poate face numai pentru componentele alternative de curent şi tensiune în clasa de amplificare A. Pentru calculul componentelor alternative, elementul de amplificare se înlocuieşte cu schema liniară echivalentă. În zona în care caracteristicile de ieşire sunt paralele cu abscisa (figura 1.7.a), tranzistorul funcţionează ca sursă de curent i_C, a cărei variaţie se poate scrie sub forma: $\Delta I_C = \beta \Delta I_B + \frac{\Delta U_{CE}}{r_{C*}}$, unde $r_{C*} = \left.\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}\right|_{I_B=ct}$ este rezistența dinamică de ieşire a tranzistorului cu emitor comun, determinată de panta caracteristicilor de ieşire. Rezistența r_{C*} este de ordinul a 10^4 Ω.

În acest fel, circuitul de ieşire, de colector al tranzistorului reprezintă o sursă de curent comandată, cu rezistența internă egală cu r_{C*}.

Circuitul de intrare, din baza tranzistorului este descris de expresia: $\Delta I_B = \frac{\Delta U_{BE}}{r_{int\,E}}$, unde r_{intE} este rezistența dinamică de intrare a tranzistorului cu emitor comun, determinată de panta caracteristicilor de intrare ale tranzistorului, aşa cum se arată în figura 1.7.b, pentru $U_{CE} > U_{CES}$. Pentru tranzistoarele de putere mică, această rezistență are valoarea de ordinul 10^3 Ω, iar pentru tranzistoarele de putere mare ea este mai mică. Schema echivalentă a tranzistorului în curent alternativ este prezentată în figura 4.6.

Această schemă are o serie de avantaje faţă de alte scheme echivalente (figura 4.7.a,b) prin faptul că parametrii ei se determină relativ uşor din caracteristicile tranzistorului, reprezentarea elementelor din schemă corespunde unităţilor de măsură a mărimilor respective iar formulele de calcul sunt simple şi corespund interpretării fizice.

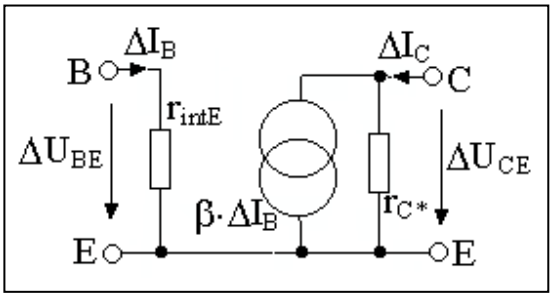


Fig. 4. 6 – Schema echivalentă în curent alternativ a tranzistorului cu emitor comun

În tabelul 4.1 se arată corespondența dintre parametrii schemei echivalente din figura 4.6 şi respectiv din figura 4.7.

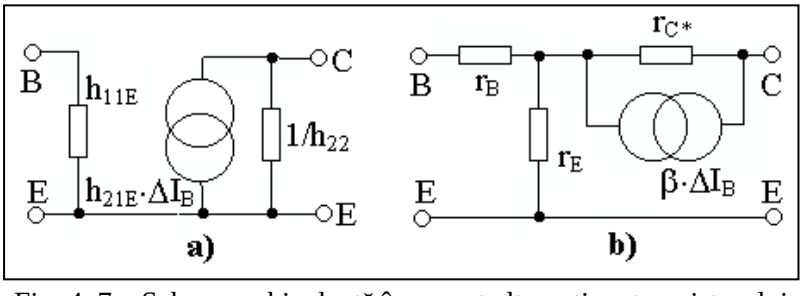


Fig. 4. 7 – Schema echivalentă în curent alternativ a tranzistorului cu emitor comun: cu parametrii hibrizi (a); cu parametrii fizici (b)

Tabel 4.1 – Corespondența dintre parametrii schemei echivalente din figura 4.6, respectiv 4.7

Parametrii schemei din figura 4.6	Parametrii corespondenți pentru alte scheme echivalente	
	schema cu parametrii hibrizi (figura 4.7.a)	schema cu parametrii fizici (figura 4.7.b)
$r_{int\,E}$	h_{11E}	$r_B + r_E(\beta + 1)$
β	$\lvert h_{21E} \rvert$	β
r_{C*}	$\frac{1}{h_{22E}}$	r_{C*}

Succesiunea de calcul pentru componentele variabile ale curenților şi tensiunilor etajului este următoarea:

1. Se înlocuieşte tranzistorul cu schema sa echivalentă din figura 4.6;
2. Se înlocuieşte partea lineară a schemei etajului cu rezistențele echivalente pentru curentul alternativ, având în vedere că sursele de tensiune constantă (E_C, U_d, U_{comp}) pentru componenta variabilă a curentului au rezistență nulă şi deci, se, pot pune în scurt circuit.

3. Se calculează, pe baza schemei echivalente a etajului, parametrii electrici ai circuitului liniar, prin metodele cunoscute.

În figura 4.8.a este prezentată schema echivalentă a etajului cu emitor comun realizată pe baza figurii 4.3. La colectorul tranzistorului se cuplează în paralel rezistoarele R_C (sursa E_C prin scurtcircuitează în curent alternativ punctele 1 şi 2 din figura 4.3) şi R_S (prin scurtcircuitarea U_{comp}), la emitor se cuplează rezistorul R_E, iar între bază şi punctele 1 şi 2 se cuplează sursa semnalului de intrare.

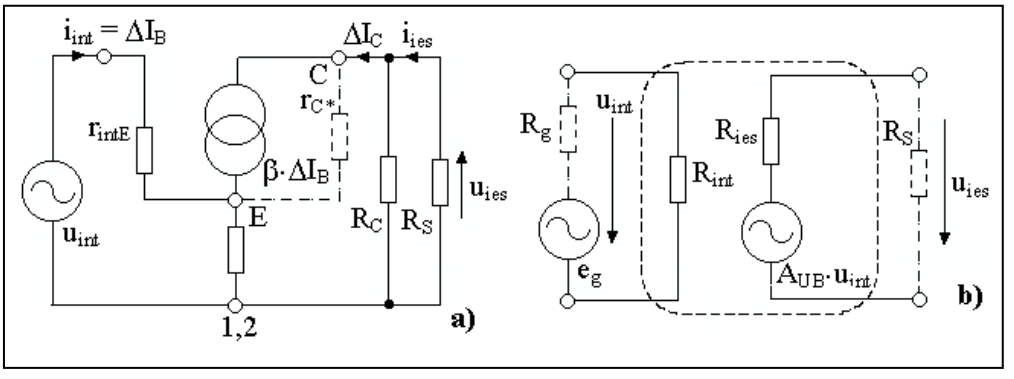


Fig. 4. 8 – Schema echivalentă în curent alternativ a etajului cu tranzistor cu emitor comun (a); schema echivalentă generalizată a amplificatorului (b)

Pe baza schemei echivalente din figura 4.8.a, se determină parametrii ce caracterizează calităţile de amplificator ale etajului, fără a lua în considerare influenţa lui r_{C*}, datorită faptului că valoarea acesteia este mare:

1. Determinarea rezistenţei de intrare $R_{int} = \dfrac{u_{int}}{i_{int}}$:

$$u_{int} = \Delta I_B \cdot r_{int\,E} + \Delta I_E \cdot R_E = \Delta I_B [r_{int\,E} + (\beta + 1) \cdot R_E]$$

pentru că $\Delta I_E = \Delta I_B + \Delta I_C = (\beta + 1) \cdot \Delta I_B$. Astfel:

$$R_{int} = r_{int\,E} + (\beta + 1) \cdot R_E \qquad (4.\ 7)$$

Când $R_E = 0$, adică atunci când etajul amplificator nu are stabilizare a punctului de repaus, $R_{int} = r_{int\,E}$. Valoarea lui R_{int} la etajele cu emitor comun de putere mică este de ordinul a $10^3\ \Omega$.

2. Determinarea amplificării în tensiune în regim de mers în gol, adică $A_{u0} = \left.\dfrac{u_{ies}}{u_{int}}\right|_{R_S=\infty}$, se face prin exprimarea tensiunii în funcţie de curenţi, astfel:

$$A_{u0} = \frac{\Delta I_C \cdot R_C}{\Delta I_B R_{int}} = \frac{\beta R_C}{r_{int\,E} + (\beta + 1) R_E} \qquad (4.\ 8)$$

Când $R_E = 0$, $A_{u0} = \beta \frac{R_C}{r_{int\,E}}$. Valoarea lui A_{u0} este de ordinul a 10^2 la etajele la care $R_C >> R_E$. Relația 2.8 arată că, prin mărirea lui R_E, adică prin creşterea stabilizării punctului de repaus, amplificarea în tensiune scade mult.

3. Rezistența de ieşire R_{ies} se determină pe baza teoremei generatorului echivalent. Această rezistență se măsoară între bornele de ieşire ale amplificatorului când sunt decuplate toate sursele de semnal, adică sunt întrerupte sursele de tensiune şi sursele de curent sunt scurtcircuitate. Se consideră că $u_{int} = 0$; atunci, $\beta \cdot \Delta I_B = 0$.

$$R_{ies} = R_C \qquad (4.\ 9)$$

La amplificatoarele de putere mică, R_{ies} este de ordinul a $10^3\ \Omega$.

Cu ajutorul schemei echivalente generalizate din figura 4.8.b, se pot determina şi ceilalți parametri ai etajului de amplificare cu emitor comun, parametri derivați din A_{u0}, R_{int} şi R_{ies}. Se consideră că generatorul de semnal E_g are rezistența internă R_g. Amplificarea în tensiune a etajului când $R_S \neq 0$ se determină astfel:

$$A_u = \frac{u_{ies}}{E_g} = A_{u0} \frac{R_{int}}{R_S + R_g} \frac{R_S}{R_S + R_{ies}} = A_{u0} \cdot \gamma_{int} \cdot \gamma_{ies} \qquad (4.\ 10)$$

unde: γ_{int} şi γ_{ies} sunt coeficienți care iau în considerare pierderea de semnal în circuitul de intrare pe rezistența R_g şi respectiv în circuitul de ieşire pe rezistența R_{ies}. Întotdeauna deci: $A_u < A_{u0}$. Amplificarea etajului în curent se determină cu relația:

$$A_i = \frac{i_{ies}}{i_{int}} = A_{u0} \frac{R_{int}}{R_S + R_{ies}} \qquad (4.\ 11)$$

Având în vedere că, la etajul de amplificare cu emitor comun, $A_{u0} > 1$, atunci $A_i > 1$.

Amplificarea în putere este:

$$A_P = \frac{P_{ies}}{P_{int}} = A_u A_i >> 1 \qquad (4.\ 12)$$

Pentru obținerea amplificării maxime în tensiune este necesar ca $R_{int} >> R_g$ şi $R_{ies} << R_g$. La etajele cu emitor comun este dificilă îndeplinirea acestor condiții. Astfel, dacă se consideră, de exemplu, că $\beta = 50$, $r_{intE} = R_S = 1\ k\Omega$, $R_C = R_g = 2\ k\Omega$, $R = 100\ \Omega$, din expresia (4.7) se determină că $R_{int} = 6\ k\Omega$. Din expresia (4.8) se determină că $A_{u0} = 16$ iar din expresia (4.10) că $A_u = 4$. Se constată că, datorită raporturilor R_{int}/R_g şi R_S/R_{ies} diferite de valoarea optimă, amplificarea scade de patru ori.

4.5. Tipuri de conexiuni şi deriva nulului în amplificatoarele de curent continuu

La etajele amplificatoare ce funcționează în clasa A, la intrare se aplică tensiunea de derivă şi tensiunea de semnal. La colectorul tranzistorului se culege tensiunea de ieşire şi componenta continuă, U_{cr}, pentru compensarea căreia se poate introduce tensiunea de compensare. Schema din figura 4.3 se poate realiza prin utilizarea surselor U_d şi U_{comp} sub forma unor elemente galvanice independente. În practică însă ,pentru simplificare, se foloseşte schema din figura 4.9.a, în care tensiunea de deplasare U_d şi U_{comp} se formează cu ajutorul divizoarelor R_1-R_2 şi R_3-R_4, cuplate la sursa comună de alimentare, E_{C1}. Deficiența schemei din figura 4.9.a constă în lipsa punctului comun pentru sursa u_{int} şi pentru sarcina R_S, ceea ce reduce posibilitatea de utilizare a schemei respective. Această situație poate fi eliminată la amplificatoarele care folosesc surse duble de alimentare. Schema de cuplare a sursei de semnal la un asemenea amplificator, care a căpătat o utilizare mare, este cea din figura 4.9.b. Pentru obținerea tensiunii de deplasare, se utilizează sursa de tensiune – E_{C2}, la care se cuplează circuitul de emitor al etajului, care conține rezistența R_E. Sursa de semnal se cuplează direct între bază şi conductorul comun pus la masă.

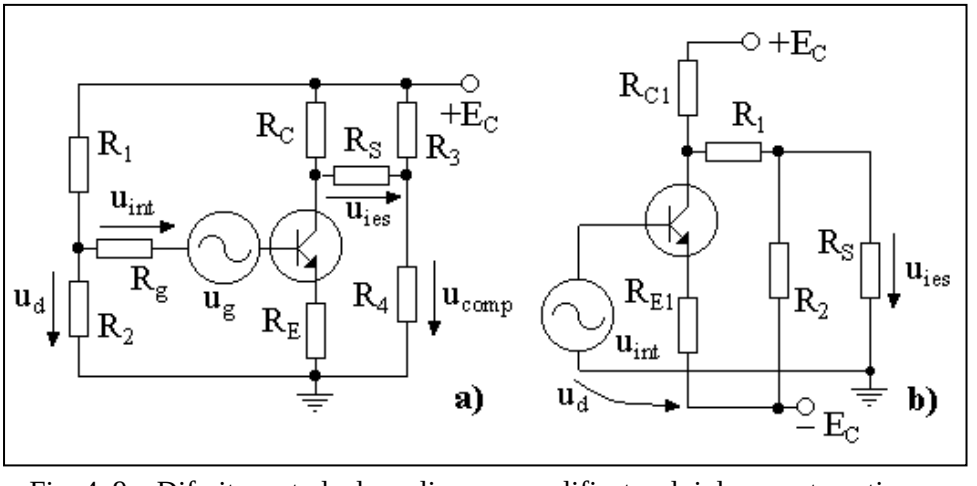


Fig. 4. 9 – Diferite metode de realizare a amplificatorului de curent continuu

Toate metodele de cuplare a sursei de semnal la amplificatorul de curent continuu, analizate conform schemelor din figurile 4.3, 4.9.a şi 4.9.b au o deficiență comună, care constă în faptul că, prin sursa de semnal, trece curentul de repaus al bazei. În cazul când sursa de semnal nu permite acest lucru, este necesară utilizarea în etajul de amplificare a unui tranzistor cu efect de câmp.

Cuplarea sarcinii în schemele cu două surse de alimentare se poate face conform figurii 4.9.b. Tensiunea U_{cr} este compensată de tensiunea pe rezistorul R_1 al divizorului de tensiune R_1-R_2. În regim de repaus, tensiunea la ieşire este:

$$u_{ies} = U_{cr} - (U_{cr} + |E_{C2}|) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Pentru că, în regim de repaus, se urmăreşte obținerea valorii $u_{ies} = 0$, este necesar ca: $\frac{U_{cr}}{|E_{C2}|} = \frac{R_1}{R_2}$

Când se aplică semnalul util la intrare, u_{int}, o parte din acesta se pierde însă pe divizorul compus din rezistența R_1 şi rezistența $R_2||R_S$. Factorul de transfer pentru acest divizor este egal cu: $\gamma = \frac{R_2 || R_S}{R_1 + R_2 || R_S}$,

Legătura amplificatorului de curent continuu cu sursa de semnal şi cu sarcina reprezintă o soluție de compromis care, de regulă, se rezolvă în componența circuitelor integrate.

O caracteristică importantă a funcționării amplificatoarelor de curent continuu constă în modificarea întâmplătoare a semnalului la ieşire fără existența vreunei modificări a semnalului la intrare ($\Delta u_{int} = 0$), aşa-numita derivă a nulului. Apariția derivei poate fi provocată de cauze multiple, printre care sunt: instabilitatea surselor de alimentare a amplificatoarelor şi, în special, modificarea parametrilor dispozitivelor semiconductoare şi a altor elemente din schemă ca rezultat al schimbării temperaturii şi îmbătrânirii acestor elemente. Astfel, de exemplu, în schema din figura 4.9.a, prin creşterea tensiunii sursei de alimentare E_{C1} cu ΔE, această modificare va fi transmisă prin divizorul R_1-R_2 în baza tranzistorului, provocând creşterea curentului în baza acestuia şi reducerea potențialului colectorului. Dat fiind că, în schema cu emitor comun, $A_u >> 1$, această modificare, ΔU_C, poate fi mult mai mare decât ΔE. În acest fel, pe sarcină apare modificarea negativă a tensiunii de ieşire, care reprezintă semnalul de derivă. Valoarea maximă a tensiunii la ieşirea amplificatorului provocată de deriva nulului se notează cu $U_{dr\text{-}res\text{-}M}$.

Valoarea $U_{dr} = \frac{U_{dr-ies-M}}{A_u}$, unde A_u reprezintă amplificarea etajului, se numeşte semnalul de derivă raportat la intrare şi reprezintă o mărime lent variabilă. Este necesar ca în funcționarea amplificatorului să se asigure condiția ca $U_{int} >> U_{dr}$, pentru că, în caz contrar, la ieşirea etajului, semnalul util nu mai poate fi distins de tensiunea de derivă. La amplificatoarele de curent continuu se urmăreşte eliminarea influenței negative a derivei. Se consideră neeficientă stabilizarea surselor de alimentare, a regimurilor de

funcționare şi a temperaturii, pentru că orice variație mică a derivei este amplificată. Metoda eficientă de reducere a derivei constă în utilizarea etajelor realizate pe principiul punților echilibrate, dintre care o largă folosire a căpătat în practică, etajul diferențial.

4.6. Amplificatorul diferențial

După cum s-a arătat, utilizarea etajelor cu emitor comun este dificilă pentru că stabilizarea regimului de repaus cu ajutorul rezistenței R_E este însoțită de reducerea substanțială a amplificării etajului. De asemenea, cuplarea etajelor de amplificare este însoțită de micşorarea amplificării datorită pierderilor pe elementele rezistive (figura 4.9.b) pentru eliminarea scăderii amplificării fiind necesară utilizarea unei scheme cu sursă de alimentare complexă şi costisitoare, totuşi în condițiile de existență a derivei nulului.

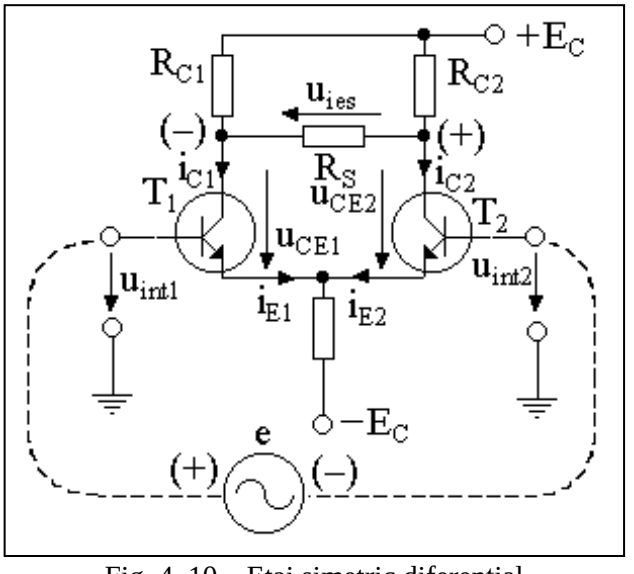


Fig. 4. 10 – Etaj simetric diferențial

Dificultățile arătate pot fi substanțial reduse în etajul diferențial, a cărui schemă în forma cea mai simplă este prezentată în figura 4.10.

Tranzistoarele T_1, T_2 şi rezistoarele R_{C1} şi R_{C2} formează o punte pe una din diagonalele căreia se cuplează sursele de alimentare $+E_{C1}$ şi $-E_{C2,}$ iar pe cealaltă diagonală cuplează sarcina. Etajul diferențial se mai numeşte şi etaj paralel. Parametrii superiori se pot însă obține în condițiile asigurării simetriei înalte a punții. În etajul simetric, $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ iar tranzistoarele trebuie să fie identice, condiție care se poate respecta prin realizarea tranzistoarelor pe un singur cristal şi cu aceeaşi tehnologie, motiv pentru care

etajele diferențiale se utilizează în prezent numai sub forma sau în componența circuitelor integrate. Regimul de repaus corespunde situației când $u_{int1} = u_{int2} = 0$. Tensiunea de deplasare la ambele tranzistoare este aceeaşi: $U_{BEr1} = U_{BEr2} = - U_E$ iar $U_{Er} = - E_C + (I_{Er1} + I_{Er2})R_E < 0$.

Datorită faptului că tensiunile pozitive de deplasare pe bazele tranzistoarelor sunt egale, curenții vor fi egali:

$$I_{Br1} = I_{Br2},\ I_{Cr1} = I_{Cr2} \text{ şi } I_{Er1} = I_{Er2}.$$

Curenții de colector dau naştere la căderi de tensiune pe rezistoarele R_{C1} şi R_{C2}, din care motiv:

$$U_{CEr1} = U_{CEr2} = E_{C1} - I_{Cr1}R_{C1} - U_{Er} = E_C - I_{Cr2}R_{C2} - U_{Er.}$$

La ieşirea etajului, $u_{ies} = U_{CE2} = U_{CE1} = 0$. În acest etaj se realizează stabilizarea regimului de repaus. Dacă prin încălzire I_{Cr1} şi I_{Cr2} cresc, atunci creşte şi curentul $I_{Er1} + I_{Er2}$, care trece prin rezistența R_E iar tensiunea U_{Er} creşte, $\Delta U_{Er} > 0$. Tensiunea $U_{Ber1} = U_{Ber2} = - U_{Er}$ se micşorează, joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor vor permite trecerea unui curent mai mic şi, ca rezultat, curenții de colector I_{Cr1} şi I_{cr2} se vor stabiliza.

Tensiunea ΔU_{Er} reprezintă semnalul de reacție care stabilizează curentul total ($I_{Er1}+I_{Er2}$). La etajul diferențial, R_E este mare, datorită cărui fapt stabilizarea punctului de repaus se face cu mare precizie, astfel încât se poate considera că $I_{Er1} + I_{Er2} = ct.$ adică prin rezistorul R_E se transmite în schema etajului curent stabilizat. Funcționarea etajului nu se modifică dacă se înlocuieşte R_E cu o sursă corespunzătoare de curent ($I_{Er1} + I_{Er2}$).

Pentru analiza derivei nulului, se consideră că sursa de alimentare este instabilă şi că E_C se modifică prin creştere, astfel încât se măreşte tensiunea pe colectoare cu valoarea $\Delta U_{CE1} = \Delta U_{CE2}$. În acest caz, deriva nulului este zero, pentru că $\Delta U_{ies} = 0$.

Dacă prin încălzire se măreşte curentul de colector, $\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2}$, pentru că tranzistoarele sunt identice. În acest caz, $\Delta U_{CE1} = \Delta U_{CE2}$, $\Delta U_{ies} = 0$ şi deriva nulului este de asemenea zero. În acest fel, orice modificare simetrică ce apare în schemă nu produce deriva nulului. Este de remarcat faptul că, în realitate, simetria elementelor componente ale schemei este totuşi relativă, astfel încât deriva nulului nu se anulează complet, însă ea devine atât de mică, încât semnalul pe care îl produce este mult mai mic decât semnalul de amplificat, ce se aplică la intrarea etajului diferențial.

La analiza proprietăților de amplificare, se remarcă faptul că etajul permite cuplarea surselor de semnal în diferite moduri:

a) sursa de semnal se cuplează între bazele tranzistoarelor, aşa cum este reprezentat punctat în figura 4.10. La intrarea tranzistorului T_1, se aplică $u_{int1} = e/2$. Dacă $e > 0$. atunci, sub influența tensiunii pozitive pe bază, apare o variație pozitivă ΔI_{B1} şi $\Delta I_{C1} = (\beta + 1)\Delta I_{B1}$. Creşterea curentului i_{C1}, care trece prin R_{C1}, micşorează tensiunea u_{CE1}, iar $\Delta U_{CE1} < 0$. La intrarea tranzistorului T_2 se aplică tensiunea $u_{ies2} = - e/2$, care produce

micşorarea curentului în bază cu ΔI_{B2} şi micşorarea curentului colectorului lui T_2 cu $\Delta I_{C2} = -(\beta + 1)\Delta I_{B2}$. Tensiunea u_{CE1} se măreşte: $\Delta U_{CE} > 0$. Pe sarcină, tensiunea $u_{ies} = \Delta U_{CE2} - \Delta U_{CE1} = 2\Delta U_{CE2}$. În situația când $u_{int1} = -u_{int2}$, $\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2}$ şi, din acest motiv, $i_{E1} + i_{E2} = ct.$, adică semnalul de reacție $\Delta U_E = 0$, iar căderea de tensiune pe R_E nu influențează asupra amplificării. Se poate trage concluzia că, în etaj, este eliminată contradicția dintre necesitatea stabilizării regimului de repaus şi reducerea amplificării, datorită reacției negative.

b) Sursa de semnal se cuplează numai la intrarea lui T_1: $u_{int1} = e$, iar intrarea celui de-al doilea tranzistor se scurtcircuitează: $u_{int2} = 0$. Sub influența semnalului de intrare, se modifică curentul bazei cu $\Delta I_{B1} > 0$ când $e > 0$, creşte i_{C1} şi căderea de tensiune pe R_{C1} la colector $\Delta U_{CE1} < 0$. Prin creşterea lui i_{B1}, se măreşte şi i_{E1}. Reacția negativă corespunzătoare curentului $(i_{E1} + i_{E2})$ stabilizează acest curent, care trece prin rezistorul R_E, adică $i_{E1} + i_{E2} = ct.$, din care cauză $\Delta I_{E2} = -\Delta I_{E1}$. În acest fel, rezultă $\Delta I_{B2} = -\Delta I_{B1}$, $\Delta I_{C2} = -\Delta I_{C1}$, $\Delta U_{CE2} = -\Delta U_{CE1}$. Pe sarcină, tensiunea de ieşire este egală cu $u_{ies} = \Delta U_{CE2} - \Delta U_{CE1} > 0$. Astfel, prin aplicarea semnalului util numai la o intrare, se modifică tensiunile şi curenții la ambele tranzistoare, datorită stabilizării curentului $i_{E1} + i_{E2}$. În acelaşi fel, se poate analiza şi situația când semnalul se aplică la intrarea tranzistorului T_2: $u_{int2} = e$, iar $u_{int1} = 0$. Când $e > 0$, $\Delta U_{CE1} > 0$, $\Delta U_{CE2} < 0$, iar pe sarcină, $u_{ies} = \Delta U_{CE2} - \Delta U_{CE1} < 0$.

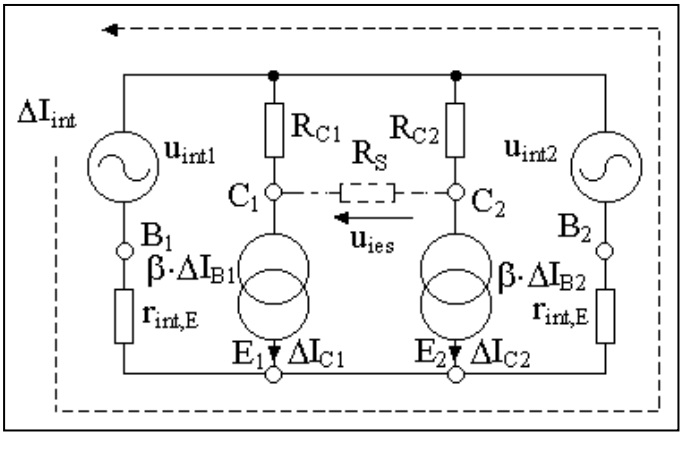


Fig. 4. 11 – Schema echivalentă în curent alternativ a etajului diferențial simetric

Prin aplicarea semnalului la intrarea lui T_1, polaritatea semnalului de ieşire corespunde cu polaritatea celui de la intrare, motiv pentru care intrarea lui T_1 se numeşte intrare neinversoare (directă). În cazul aplicării semnalului

la intrarea lui T_2, polaritatea semnalului de ieşire este inversă celei a semnalului de la intrare, iar intrarea respectivă se numeşte intrare inversoare.

c) la ambele intrări ale amplificatorului diferențial se pot cupla surse de semnal independente: u_{int1} şi u_{int2}, în regim de amplificare liniară de clasă A. Tensiunea de ieşire se poate determina prin metoda superpoziției, pentru fiecare dintre semnale.

Pentru aprecierea cantitativă a parametrilor de amplificare ai etajului diferențial se utilizează schema echivalentă în curent alternativ (figura 4.11), construită conform metodei stabilite în paragraful 4.4. Pentru că suma curenților i_{E1} şi i_{E2} este constantă, rezultă că $i_{B1} + i_{B2} = \frac{i_{E1} + i_{E2}}{\beta + 1}$ = ct., astfel încât $\Delta I_{B2} = -\Delta I_{B1}$. Variațiile curentului de intrare ΔI_{int}, datorate variațiilor tensiunii u_{int1} trec de la T_1 la T_2 circuitul lor închizându-se prin sursa de semnal u_{int2} (figura 4.10). Pe circuitul echivalent, acest traseu este marcat cu linie punctată. Aplicând legea lui Ohm pentru acest circuit, se obține relația:

$$\Delta I_{B1} = \frac{u_{int1} - u_{int2}}{2r_{intE}} = -\Delta I_{B2} \qquad (4.\ 13)$$

De aici

$$\Delta I_{C1} = \beta \Delta I_{B1} = \beta \frac{u_{int1} - u_{int2}}{2r_{intE}} = -\Delta I_{C2} \qquad (4.\ 14)$$

Când RS = ∞, atunci:

$$\Delta U_{CE1} = -R_{C1}\Delta I_{C1} \quad \text{şi} \quad \Delta U_{CE2} = -R_{C2}\Delta I_{C2} = -\Delta U_{CE1}$$

Astfel:

$$A_{u0} = \frac{u_{ies}}{u_{int1} - u_{int2}} = \frac{\Delta U_{CE2} - \Delta U_{CE1}}{u_{int1} - u_{int2}} = \beta \frac{R_C}{r_{intE}} \qquad (4.\ 15)$$

Se confirmă astfel din nou că circuitul de emitor, care serveşte pentru stabilizarea regimului de repaus, nu influențează amplificarea etajului diferențial. În aceste etaje, nu există reacție în componenta alternativă.

Prin compararea relațiilor (4.15) şi (4.8), se constată că ele coincid, dacă se consideră că $R_E = 0$.

Din relația (4.13), rezultă că:

$$R_{int} = \frac{u_{int1} - u_{int2}}{\Delta I_{int}} = 2r_{intE} \qquad (4.\ 16)$$

unde $\Delta I_{int} = \Delta I_{B1}$.

Comparând relația (4.16) cu relația (4.7), se constată dublarea lui R_{int}, datorită trecerii curentului surselor de semnal prin ambele tranzistoare. Punând $U_{int1} = 0$ şi $U_{int2} = 0$, se determină R_{ies}.

În cazul semnalelor de intrare nule, $\beta\Delta I_{B1} = 0$ şi $\beta\Delta I_{B2} = 0$, rezistența de ieşire a etajului este:

$$R_{ies} = 2R_C \qquad (4.\ 17)$$

În această situație, rezistența de ieşire crește de două ori în comparație cu valoarea determinată cu relația (4.9). Valorile obținute pentru A_{u0} (fără semnal la intrare) pentru R_{int} şi R_{ies} se utilizează pentru realizarea schemei echivalente generalizate a etajului diferențial (figura 4.8.b), la intrarea căruia se aplică diferența semnalelor $u_{int1} - u_{int2}$. Calculul parametrilor de amplificare ai etajului se face în continuare pe baza relațiilor 4.10 – 4.12.

Etajul diferențial amplifică diferența semnalelor de intrare şi, din această cauză, semnalul la ieşire este $u_{ies} = A_u(u_{int1} - u_{int2}) = 0$, atunci când la ambele intrări ale etajului diferențial semnalele sunt egale: $u_{int1} = u_{int2}$. În această situație, amplificatorul funcționează în regim de semnale în fază. Datorită faptului că etajul nu poate fi, în principiu, absolut simetric, în condiții reale, la ieşirea acestuia în regim de semnale în fază se obține semnal diferit de zero: $u_{ies} = A_s u_{int}$, unde A_s este factorul de transfer pentru semnale în fază. Capacitatea de reducere a semnalelor în fază este caracterizată de factorul: $K_{red,\ sf} = 20 \cdot \log \frac{k_S}{A_u}$. Datorită bunei simetrii a etajelor realizate sub formă integrată, se obțin valori $K_{red,\ sf} = 80 – 100$ dB.

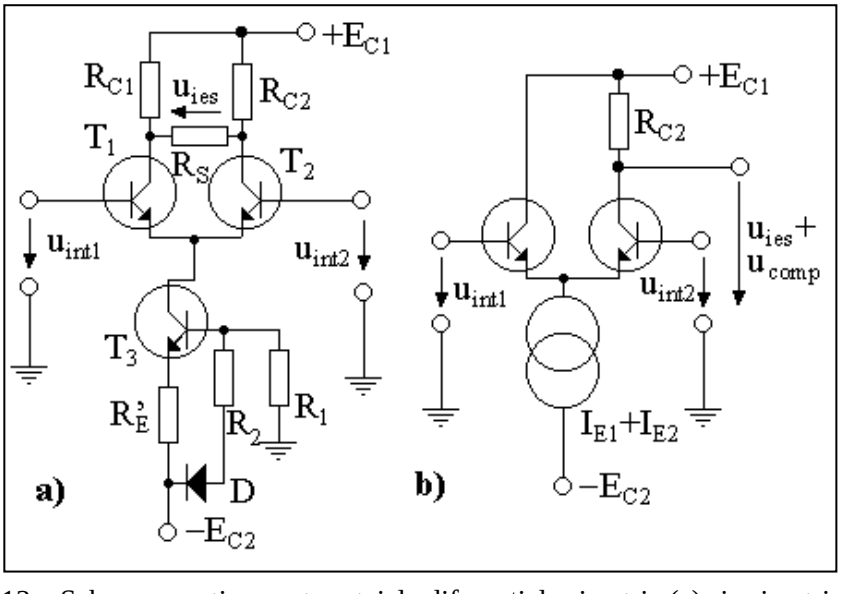


Fig. 4. 12 – Scheme practice pentru etajele diferențiale simetric (a) şi asimetric (b)

În figura 4.12.a este prezentată schema etajului diferențial realizat în formă integrată.

Rezistența de valoare mare, R_E, care este dificil de realizat în componența circuitului integrat, este înlocuită cu sursa de curent (i_{E1}+i_{E2}), realizată cu tranzistorul T_3. În circuitul de emitor al acestuia, se introduce o rezistență R'_E de valoare mică, ce asigură aplicarea pe joncțiunea de emitor a semnalului de reacție negativă. La încălzire, crește tensiunea $u_E' = i_E' \cdot R_E'$, sub influența căreia curentul prin joncțiunea bază-emitor a lui T_3 scade. Dioda D servește, de asemenea, pentru stabilizarea curentului. Prin creşterea temperaturii, tensiunea pe această diodă şi, ca urmare, şi cea pe baza lui T_3 se reduce, micşorându-se astfel curentul prin joncțiunea bază-emitor a lui T_3. Deficiența etajului diferențial constă în lipsa punctului comun dintre sursele de semnal şi sarcină. Aceasta deficiență este eliminată în etajul diferențial asimetric din figura 4.12.b, la care semnalul se culege de pe colectorul lui T_2. Schema aceasta are de asemenea stabilizarea punctului de repaus, pentru că $i_{E1} + i_{E2}$ = ct., în condițiile când la aceasta nu există reacție în componenta alternativă, pentru că nici circuitul de emitor nu influențează asupra amplificării. În amplificatoarele cu mai multe etaje, primul etaj se realizează sub forma etajului diferențial simetric, ce asigură amplificarea inițială a semnalului, practic fără derivă. Amplificarea ulterioară se poate obține într-un etaj diferențial asimetric.

4.7. Etajul amplificator cu tranzistor în montaj colector comun

Aşa cum s-a arătat, etajul amplificator în montaj cu emitor comun nu permite obținerea unei amplificări superioare în tensiune, pentru care ar trebui ca $R_{int} \to \infty$ şi $R_{ies} \to \infty$.

Datorită valorii mici a lui R_{int}, aceste amplificatoare consumă o putere semnificativă din sursa de alimentare. Valoarea mare a lui R_{ies} nu permite funcționarea etajului în sarcină cu rezistență mică, datorită pierderii semnalului pe R_{ies}.

În etajul de amplificare cu tranzistor în montaj colector comun se pot obține valori mari ale lui R_{int} pentru valori mici ale lui R_{ies}. Acest avantaj se obține însă prin sacrificarea amplificării, la aceste scheme aceasta fiind subunitară, $A_u < 1$. Etajul cu colector comun nu permite amplificarea în tensiune a semnalului. Etajul se foloseşte numai ca etaj auxiliar, de legătură între etajul cu emitor comun şi sursa semnalului de mică putere (R_g este mare), sau cu rezistență de sarcină de mică valoare. Deşi rolul acestui etaj este auxiliar, utilizarea sa este totuşi frecventă. Schema etajului cu colector comun este prezentată în figura 4.13.a.

Colectorul tranzistorului este cuplat la sursa de alimentare E_C. În circuitul de emitor se introduce rezistorul R_E, care formează reacția negativă de stabilizare a punctului de repaus. În clasa A de amplificare, la intrare se

aplică tensiunea u_{int} şi tensiunea de deplasare, U_d. Sursa de semnal u_{int} se leagă între bază şi masă, iar sarcina R_S între emitor şi masă. Schema cu colector comun se mai numeşte şi repetor pe emitor.

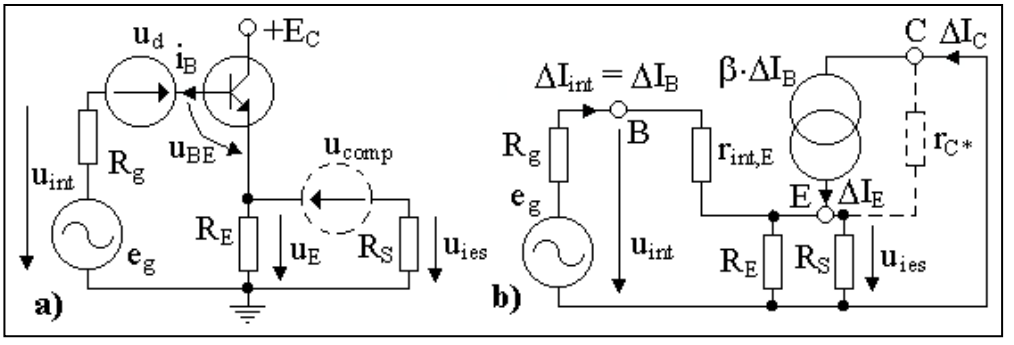


Fig. 4. 13 – Etaj amplificator cu tranzistor în montaj colector comun (a) şi schema sa echivalentă în curent alternativ (b)

În regim de repaus, $u_{int} = 0$; tensiunea U_d determină curentul I_{Br}, în circuitul emitorului apare curentul I_{Er}, care determină o cădere de tensiune pe R_E. Este necesar ca, în regim de repaus, $u_{ies} = 0$, în circuitul de sarcină să se introducă o sursă de tensiune de compensare, $U_{comp} = U_{Er}$. În regim de repaus, pe joncțiunea bază-emitor se aplică tensiunea $U_{BEr} = U_d - U_{Er}$.

Când semnalul de intrare u_{int} este pozitiv sau negativ, curenții în bază şi emitor se măresc sau se micşorează şi, în mod corespunzător, se modifică şi căderea de tensiune pe R_E. Polaritatea semnalelor de intrare şi ieşire în schema cu colector comun coincid, etajul fiind amplificator neinversor.

Pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului se aplică tensiunea de comandă $\Delta U_{BE} = u_{int} - u_{ies}$. Semnalul u_{ies} se aplică la intrare ca semnal de reacție negativă: $\Delta U_r = u_{ies}$. Pentru că, întotdeauna tensiunea U_{BE} este pozitivă, $u_{ies} < u_{int}$, adică $A_u = u_{ies}/u_{int} < 1$.

Schema echivalentă a etajului cu colector comun este prezentată în figura 4.13.b. Parametrii de bază ai montajului se determină astfel:

1. Rezistența de intrare, $R_{int} = \dfrac{u_{int}}{\Delta I_{int}}$:

$$R_{int} = r_{intE} + (\beta + 1)\frac{R_E R_S}{R_E + R_S} \qquad (4.\ 18)$$

Când $\dfrac{R_E R_S}{R_E + R_S}$ este mare, R_{int} atinge valori de ordinul $10^4\ \Omega$.

2. Amplificarea în tensiune la mers în gol, $A_{u0} = \dfrac{u_{ies}}{u_{int}}$, se determină prin exprimarea tensiunilor în funcție de curenți, astfel:

$$A_{u0} = \frac{\Delta I_E R_E}{\Delta I_B R_{int(0)}} = \frac{(\beta+1)\Delta I_B R_E}{\Delta I_B [r_{int.E} + (\beta+1)R_E]} = \frac{(\beta+1)R_E}{r_{int E} + (\beta+1)R_E} < 1 \quad (4.\ 19)$$

Cum $r_{int\,E} << (\beta + 1)R_E$, $A_{u0} \approx 1$.

3. Rezistența de ieşire se determină pe baza teoremei generatorului echivalent; consideră $e_g = 0$. Atunci: $R_{ies} = \dfrac{R_E \dfrac{\Delta U_{ies}}{\Delta I_E}}{R_E + \dfrac{\Delta U_{ies}}{\Delta I_E}}$. Pe baza schemei echivalente: $\Delta U_{ies} = \Delta I_B(r_{int\,E} + R_g) = \dfrac{\Delta I_E}{\beta+1}(r_{int\,E} + R_g)$, de unde:

$$R_{ies} = \frac{R_E \dfrac{R_{int E} + R_g}{\beta+1}}{R_E + \dfrac{R_{int E} + R_g}{\beta+1}} \quad (4.\ 20)$$

La etajele cu colector comun, R_{ies} este de ordinul $10 – 10^2\ \Omega$.

Ceilalți parametri de amplificare pot fi determinați pe baza expresiilor (4.10) – (4.12). Datorită faptului că semnalul de comandă în schema cu colector comun este mic, forma semnalului transmis nu este distorsionată decât pentru tensiuni de intrare foarte mari, când amplitudinea semnalului este de $(0{,}2 \div 0{,}4)E_C$.

4.8. Etajul amplificator cu tranzistor cu efect de câmp în montaj sursă comună

Cele mai mari valori pentru rezistența de intrare se pot obține în etajele cu tranzistoare cu efect de câmp, care sunt comandate în tensiune şi, practic, nu consumă curent din circuitul de intrare în condițiile când prin sursa de semnal nu trece componenta continuă a curentului. În figura 4.14 este prezentat amplificatorul realizat cu tranzistor de câmp MOS cu canal inițial. Tranzistorul cu canal de tip n se cuplează la sursa de alimentare prin rezistorul de sarcină R_D. Sarcina este astfel cuplată între drenă şi masă. Sursa tranzistorului este legată la masă prin rezistorul R_S, care se introduce în vederea realizării reacției negative de stabilizare a punctului de repaus. Semnalul de intrare se cuplează direct între grilă şi masă. În regim de repaus, prin canalul tranzistorului trece curentul $I_{Dr} = I_{Sr}$, care provoacă o cădere de tensiune pe rezistorul R_S, $U_{Sr} = I_{Sr} \cdot R_S$. Tensiunea $U_{GS} = – U_{Sr}$, adică tranzistorul cu efect de câmp funcționează cu tensiune negativă mică pe grilă.

În regim de repaus, pe drenă există tensiunea U_{Dr}, astfel încât pentru asigurarea valorii nule $u_{ies} = 0$, în schemă se introduce sursa de compensare a tensiunii $U_{comp} = U_{Dr}$.

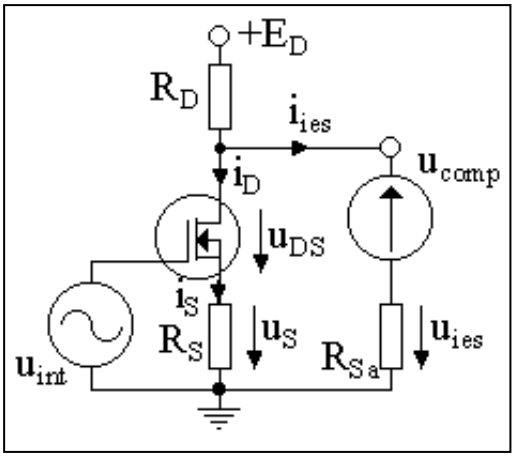


Fig. 4. 14 – Amplificator cu TEC-MOS în montaj sursă comună

Când se aplică un semnal de intrare pozitiv sau negativ pe grilă, tensiunea u_{int} creşte sau respectiv scade, curenții I_D şi I_S cresc şi respectiv scad, creşte sau respectiv scade căderea de tensiune pe rezistorul R_D şi se micşorează sau respectiv creşte tensiunea U_{DS}, a cărei variație reprezintă tensiunea de ieşire a etajului: $\Delta U_{DS} = u_{ies}$. Etajul cu sursă comună este amplificator inversor şi el se aseamănă cu etajul cu tranzistor bipolar în montaj emitor comun. Calculul etajului se realizează în mod analog celui de la amplificatoarele cu tranzistoare bipolare.

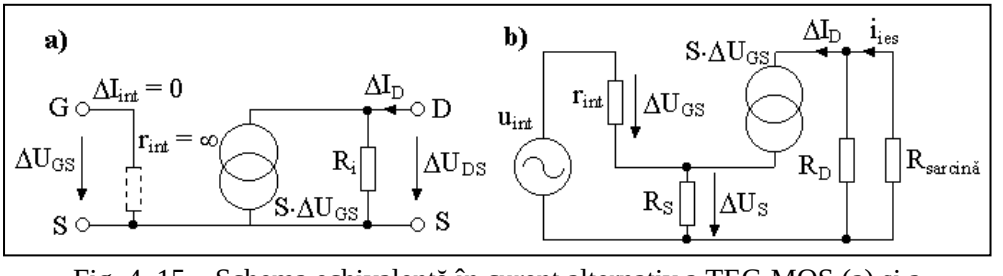


Fig. 4. 15 – Schema echivalentă în curent alternativ a TEC-MOS (a) şi a amplificatorului cu TEC-MOS în montaj sursă comună (b)

În figura 4.15.a este prezentată schema echivalentă a tranzistorului cu efect de câmp. Caracteristica de ieşire a tranzistoarelor cu efect de câmp arată că acestea reprezintă surse comandate de curent, cu rezistență internă R_i foarte mare.

$\Delta I_D = S \cdot \Delta U_{GS} + \frac{\Delta U_{DS}}{R_i}$, unde $S = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}\right|_{U_{DS}=ct}$ este parametrul ce caracterizează influența tensiunii de intrare asupra curentului de ieşire, numit panta caracteristicii de transfer. Valoarea lui S este de ordinul a câțiva mA/V.

$R_i = \left.\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}\right|_{U_{GS}=ct}$ este rezistența dinamică de ieşire a tranzistorului, determinată de înclinarea porțiunii liniare a caracteristicii de ieşire a tranzistorului. Circuitul de intrare al tranzistorului cu efect de câmp, între grilă şi sursă, nu permite trecerea curentului şi, în schema echivalentă, este reprezentat de rezistorul r_{int} de valoare foarte mare de ordinul 10^6 Ω. Comparând schemele echivalente ale tranzistorului cu efect de câmp şi bipolar, din figurile 4.6 şi 4.15.a, se constată că ele se deosebesc prin faptul că, la tranzistorul cu efect de câmp, sursa curentului de ieşire este comandată în tensiune şi nu în curent, ca la tranzistorul bipolar, precum şi prin $r_{int} >> r_{int\,E}$.

Folosind metodele prezentate în paragraful 4.4, se construieşte schema echivalentă a etajului cu sursă comună, din figura 4.15.b. Parametrii de intrare se determină astfel:

1. Rezistența de intrare $r_{int} = \frac{u_{int}}{i_{int}}$ la etajele pe tranzistoare de câmp este foarte mare de ordinul 10^6 Ω.
2. Amplificarea în tensiune în regim de mers în gol, $A_{u0} = \frac{u_{ies}}{u_{int}}$:

$$A_{u0} = \frac{\Delta I_D \cdot R_D}{\Delta U_{GS} + \Delta I_S \cdot R_S} = \frac{S \cdot \Delta U_{GS} \cdot R_D}{\Delta U_{GS} + S \cdot \Delta U_{GS} \cdot R_S} = \frac{S \cdot R_D}{1 + S \cdot R_S} \qquad (4.\ 21)$$

Când $R_S = 0$, $A_{u0} = S \cdot R_D$, dar lipseşte stabilizarea punctului de repaus. În etajul cu sursă comună se poate obține $A_{u0} >> 1$, dacă se asigură condițiile $S \cdot R_D >> 1$ şi $R_D >> R_S$.

3. Rezistența de ieşire, R_{ies} se determină prin anularea $u_{int} = 0$. Rezistența de ieşire în acest caz este $R_{ies} = R_D$. Rezistența de ieşire a etajului cu sursă comună este destul de mare, de ordinul 10^3 Ω.

În etajele realizate cu tranzistoare cu efect de câmp de alte tipuri, cum sunt cele cu poartă joncțiune sau cu canal indus, se introduce în circuitul de intrare tensiunea de deplasare. Se pot realiza cu tranzistoare cu efect de câmp etaje diferențiale şi etaje în montaj drenă comună, numite şi repetor pe sursă, care sunt analoage cu repetorul pe emitor. Se folosesc, de asemenea, amplificatoare realizate pe baza combinării tranzistoarelor bipolare şi a celor cu efect de câmp.

4.9. Amplificatorul operațional

Dezvoltările în domeniul tehnologiei de fabricare a circuitelor integrate au modificat metodele de proiectare şi realizare a dispozitivelor amplificatoare. La proiectarea acestora, se caută utilizarea circuitelor integrate, care, din punct de vedere al eficientei economice a soluțiilor tehnice utilizate, sunt mai eficiente în comparație cu soluțiile de realizare a amplificatoarelor cu componente discrete, unde se urmăreşte în proiectare reducerea numărului de componente şi asigurarea fiabilității în funcționare. În prezent, se realizează în producție de masă circuite integrate pentru utilizare generală, ceea ce face ca prețul acestora să scadă substanțial. De aceea, în prezent, criteriul de producție şi valorificare consta în obținerea calității şi generalității superioare şi mai puțin în realizarea celor mai simple soluții.

Utilizarea circuitelor integrate este recomandabilă chiar şi în situațiile când, în soluții concrete, nu este utilizată în totalitate capacitatea acestora. Printre cele mai frecvent utilizate circuite integrate este şi amplificatorul operațional, în care sunt concentrate calitățile fundamentale ale schemelor de amplificare. Amplificatorul operațional ideal are amplificarea în tensiune foarte mare, $A_u = \frac{u_{ies}}{u_{int}} \to \infty$, rezistența de intrare foarte mare, $R_{int} \to \infty$, rezistența de ieşire foarte mică, $R_{ies} \to 0$.

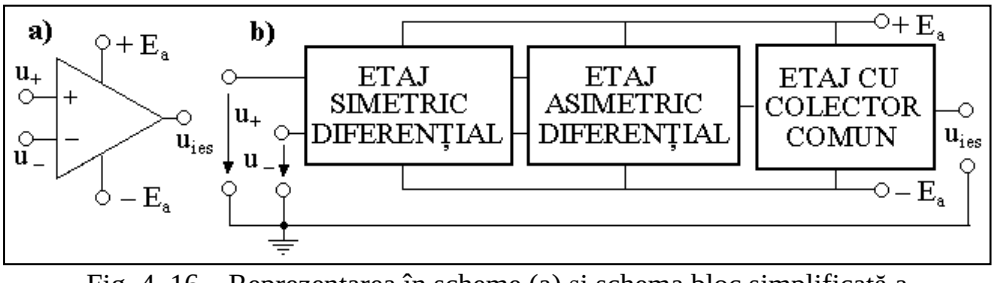


Fig. 4. 16 – Reprezentarea în scheme (a) şi schema bloc simplificată a amplificatorului operațional

Amplificatorul operațional este şi amplificator de curent continuu adică este amplificator cu spectru foarte larg, în condițiile în care deriva nulului este foarte mică.

Amplificatorul operațional are intrare diferențială şi tensiunea la ieşire este: $u_{ies} = A_u(u_{int1} - u_{int2})$; când semnalul se aplică la intrarea neinversoare, tensiunea la ieşire este $u_{ies} = A_u \cdot u_{int1}$, iar când semnalul se aplică la intrarea inversoare, la ieşire $u_{ies} = - A_u \cdot u_{int2}$. În figura 4.16.a este arătat modul de reprezentare a amplificatorului operațional (AO) în scheme, iar în figura 4.16.b este prezentată schema bloc a acestuia. Primul etaj se realizează pe

baza schemei amplificatorului diferențial simetric, în care se face compensarea maximă a derivei nulului. În al doilea etaj se foloseşte frecvent amplificatorul diferențial cu ieşire asimetrică. Ultimul etaj se realizează pe schema repetorului pe emitor (cu colector comun) ceea ce asigură o rezistență de ieşire mică. Amplificatorul operațional utilizează scheme mult mai complexe în raport cu cele analizate, elementele suplimentare având rolul de creştere a valorii rezistenței de intrare, de stabilizare suplimentară a regimului static şi de creştere a amplificării. Aceste amplificatoare operaționale pot fi constituite chiar din câteva zeci de tranzistoare.

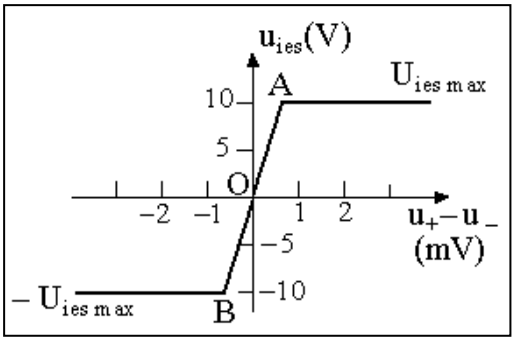


Fig. 4. 17 – Caracteristica de transfer a amplificatorului operațional

Principalii parametri ai amplificatoarelor operaționale sunt: tensiunea de alimentare E_a ($\pm$ 10 ÷ 15 V) şi consumul de curent I_{con} (2 ÷ 10 mA), care permit alegerea corespunzătoare a tensiunii şi puterii sursei bipolare, A_u (30000 ÷ 150000), R_{int} (> 100 kΩ) şi R_{ies} (< 200 Ω), care caracterizează calitățile de amplificare, I_{int} (< 1 mA), ce caracterizează curentul de repaus la intrarea amplificatorului operațional în regim static, factorul de atenuare a semnalului sinfazat, $K_{a\ sf}$ (> 60 dB). Uneori, în datele de catalog sunt prezentați şi alți parametri, cum sunt: tensiunea limită la intrări şi între acestea (în cazul absenței acestor specificații în datele de catalog, se consideră că sunt egale cu $\pm$ E_a). În amplificatoarele operaționale reale, regimului u_{ies} = 0 îi corespunde o tensiune diferită de zero la intrare, numită tensiune de derivă a nulului, $U_d = u_{int1} - u_{int2}$ (< $\pm$ 5 mV). Tensiunea limită la ieşirea amplificatorului operațional este $U_{ies\ max}$.

Schema echivalentă generalizată a amplificatorului operațional în curent alternativ corespunde schemei prezentate în figura 4.8.b, în cazul când la intrare se aplică tensiunea $u_{int1} - u_{int2}$. În multe cazuri, în schemă nu se face reprezentarea surselor de alimentare la care se cuplează amplificatorul operațional.

4.10. Amplificatorul operațional neinversor cu reacție

Amplificatoarele operaționale nu pot fi folosite însă singure în schemele de amplificare, datorită faptului că regiunea liniară AOB pe caracteristica de transfer este limitată de valori relativ mici ale tensiunilor $\frac{u_{ies\,max}}{A_u}$ (figura 4.17). Prin creşterea tensiunii de intrare în afara acestor limite, tensiunea de ieşire nu se modifică, cu alte cuvinte se constată distorsionarea neliniară a semnalului.

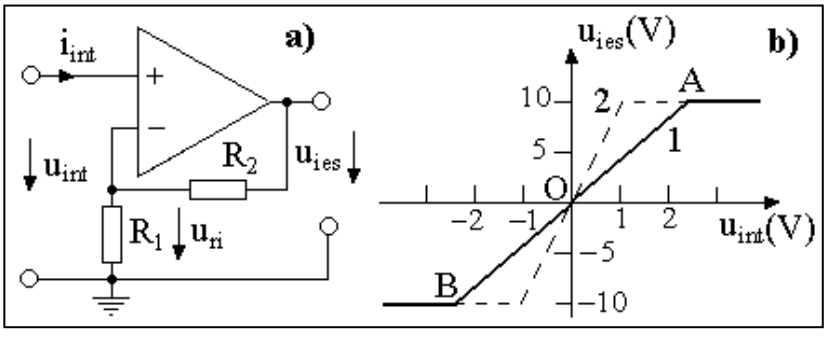


Fig. 4. 18 – Amplificator operațional neinversor cu reacție negativă (a) şi caracteristica sa de transfer (b)

De asemenea, amplificarea A_u variază în limite mari de la un exemplar la altul şi ea depinde de regimul de funcționare, în special de temperatura de lucru, datorită dependenței puternice de temperatură a lui β al tranzistoarelor care compun amplificatorul operațional. Pentru îmbunătățirea parametrilor dispozitivelor de amplificare cu amplificator operațional se foloseşte reacția. În figura 4.18.a este reprezentată schema amplificatorului neinversor cu amplificator operațional. De la ieşirea amplificatorului operațional se culege tensiunea pentru reacția negativă, care se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului operațional. În acest fel, la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional acționează tensiunea de intrare, u_{int}, iar la intrarea inversoare tensiunea u_{ri}. Tensiunea la ieşirea amplificatorului operațional este determinată de diferența ($u_{int} - u_{ri}$), iar reacția este negativă.

Amplificarea se determină pe baza schemei din figura 4.18.a. În acest scop, se consideră că $R_S >> R_{ies}$, $R_{int} >> R_1$ şi $R_2 >> R_{ies}$, condiții care sunt îndeplinite în amplificatorul operațional. Tensiunea de reacție este:

$$u_{ri} = u_{ies} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = u_{ies} \cdot \gamma \qquad (4.\ 22)$$

Tensiunea de ieşire se determină de diferența tensiunilor la intrarea amplificatorului operațional astfel:

$$u_{ies} = A_u(u_{int} - u_{ri}) = A_u(u_{int} - \gamma \cdot u_{ies}) \quad (4.\ 23)$$

În acest fel, amplificarea amplificatorului operațional cu reacție negativă este:

$$A_{uri} = \frac{u_{ies}}{u_{int}} = \frac{A_u}{1 + A_u \gamma} < A_u \quad (4.\ 24)$$

Datorită faptului că la amplificatoarele operaționale A_u este foarte mare, din expresia (4.23), pentru $A_u \to \infty$, se obține:

$$A_{uri} = \frac{1}{\gamma} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.\ 25)$$

adică A_{uri} este determinată numai de raportul rezistentelor şi nu depinde de valoarea lui A_u. În acest fel, introducerea reacției negative permite stabilizarea amplificării circuitului integrat. Astfel, dacă A_u se micşorează, se micşorează şi u_{ies} şi u_{ri}, creşte diferența acestor valori, ceea ce face ca u_{ies} să crească, compensând scăderea inițială a tensiunii de ieşire. Tensiunea la ieşirea amplificatorului operațional $u_{ies} \le U_{ies\ max}$, amplificarea circuitului integrat $A_u \to \infty$, de unde rezultă că $u_{int} - u_{ri} = \frac{u_{ies}}{A_u} = 0$, adică $u_{int} \approx u_{ri}$. Astfel, luând în considerare expresia (4.22), se obține expresia (4.24). În regim de amplificare liniară, tensiunea diferențială între intrările amplificatorului operațional este foarte mică, iar această calitate apare în toate schemele de utilizare a amplificatorului operațional.

Deşi amplificarea schemei depinde numai de raportul rezistențelor R_1 şi R_2, rezistența minimă a lui R_1 este limitată de capacitatea de sarcină a circuitului integrat. Pe de altă parte, valoarea maximă a lui R_2 este limitată, întrucât curenții mici care trec prin rezistențe de mare valoare sunt comparabili cu cei de intrare ai amplificatorului operațional şi această situație amplifică influența faptului că amplificatorul operațional nu este ideal asupra funcționării schemei. Practic, valoarea rezistenței R_2 se găseşte în limitele $10^3 \div 10^6\ \Omega$.

Stabilizarea amplificării amplificatorului operațional datorită introducerii reacției face ca rezistența de ieşire a schemei din figura 4.18.a să fie mai mică decât rezistența de ieşire a amplificatorului operațional însuşi: $R_{ies\ ri} << R_{ies}$, ceea ce reprezintă de asemenea o calitate obținută datorită reacției. Rezistența de intrare a schemei din figura 4.18.a se determină cu relația $R_{int\ ri} = \frac{u_{int}}{i_{int}}$, unde i_{int} este curentul diferențial dintre intrările

amplificatorului operațional: $i_{int} = \frac{u_{int} - u_{ri}}{R_{int}}$, R_{int} fiind rezistența de intrare a AO. Dat fiind că $u_{int} - u_{ri} \approx 0$, $i_{int} \approx 0$, iar rezistența de intrare se mărește substanțial: $R_{int\ ri} >> R_{int}$, ceea ce, de asemenea, reprezintă o calitate datorată reacției.

$$R_{int\ ri} = R_{int}(1 + A_u \cdot \gamma);\ \text{pentru } A_u \to \infty,\ R_{int\ ri} \to \infty$$

$$R_{ies\ ri} = \frac{R_{ies}}{1 + \gamma \cdot A_u};\ \text{pentru } A_u \to \infty,\ R_{ies\ ri} \to 0$$

Tensiunea de ieşire a amplificatorului operațional este limitată de valorile $\pm U_{ies\ max}$. În schema din figura 4.18.a, regimul de amplificare liniară corespunde tensiunilor de intrare limitate de valorile $\pm \frac{U_{ies\,max}}{A_{uri}}$. Dat fiind că $A_{uri} << A_u$, caracteristica de transfer a amplificatorului operațional cu reacție negativă are un domeniu mare de amplificare liniară (figura 4.18.b).

Înclinarea caracteristicilor de transfer în sectorul liniar AOB este determinată de amplificarea A_{uri}: linia 1 este trasată pentru $A_{uri} = 4$, linia 2 pentru $A_{uri} = 10$. În acest fel, introducerea reacției negative permite lărgirea domeniului liniar al caracteristicilor de transfer şi micşorarea distorsiunilor neliniare.

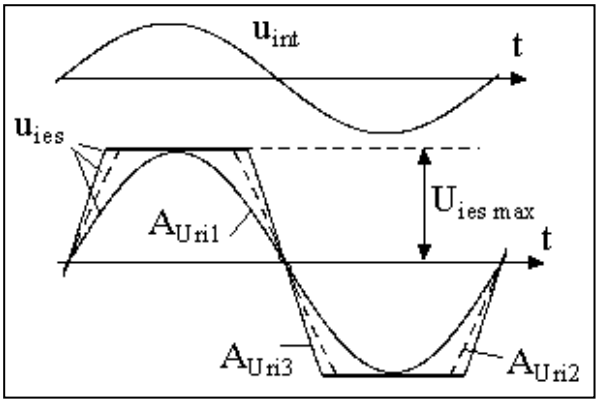


Fig. 4. 19 – Forma semnalelor la intrarea şi ieşirea AO din figura 4.18 pentru diferite valori ale amplificării

În figura 4.19 este prezentată forma tensiunii de intrare u_{int}, care se aplică la intrarea AO din schema din figura 4.18.a şi cea a tensiunii de ieşire, u_{ies}, pentru diferite valori ale amplificării A_{uri}: $A_{uri1} < A_{uri2} < A_{uri3}$. Lărgirea domeniului de amplificare liniară se obține datorită reducerii amplificării.

4.11. Amplificatorul operațional inversor cu reacție

Schema amplificatorului operațional inversor cu reacție negativă este prezentată în figura 4.20. Semnalul de intrare şi semnalul de reacție negativă se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului operațional, unde are loc însumarea curenților i_{int} şi i_{ri}, adică se produce reacția negativă paralelă. Pentru însumarea curenților este necesară eliminarea posibilității de cuplare nemijlocită la intrarea amplificatorului operațional a surselor de alimentare, adică este necesar sa se asigure ca $R_1 \neq 0$ şi $R_2 \neq 0$.

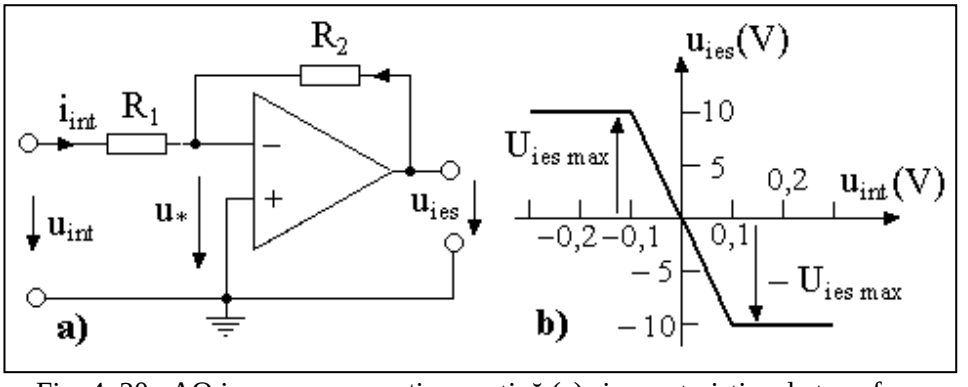


Fig. 4. 20 –AO inversor cu reacție negativă (a) şi caracteristica de transfer a acestuia (b)

Pentru determinarea parametrilor de amplificare, se consideră că sunt satisfăcute condițiile: $R_S >> R_{ies}$, $R_{int} >> R_1$, $R_{ies} << R_2$, condiții care sunt realizate în mod obişnuit în amplificatorul operațional. Pentru că la circuitele integrate: $R_{int} \to \infty$, $i_{int} = -i_{ri} = i$.

Tensiunea diferențială dintre intrările amplificatorului operațional, u_* este nulă pe sectorul liniar al caracteristicii de transfer. Atunci:

$$u_{int} = i_{int} \cdot R_1 = i \cdot R_1 \qquad (4.\ 26)$$

$$u_{ies} = i_{ri} \cdot R_2 = -i \cdot R_2 \qquad (4.\ 27)$$

Amplificarea schemei din figura 4.20 se determină astfel:

$$A_{uri} = \frac{u_{ies}}{u_{int}} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad (4.\ 28)$$

Semnul minus arată că polaritatea semnalelor la intrare şi ieşire este diferită, ele fiind în opoziție de fază, motiv pentru care montajul este inversor. Amplificarea $|A_{uri}| << A_u$, dar A_{uri} depinde numai de raportul rezistențelor, datorită cărui fapt stabilitatea montajului este foarte mare.

Rezistența de intrare a AO inversor este: $R_{int\ ri} = \frac{u_{int}}{i_{int}}$. Folosind relația (4.25), rezultă: $R_{int\ ri} = R_1$. Deosebirea dintre amplificatorul operațional

analizat şi cel din figura 4.18.a constă în faptul că valoarea rezistenței la intrare este finită.

Prin stabilizarea amplificării, rezistența de ieşire se micşorează, astfel încât $R_{ies\ ri} << R_{ies}$, ceea ce reprezintă o calitate obținută datorită reacției negative. $R_{ies\ ri} = \frac{R_{ies}}{1 + A_u \cdot \gamma_*}$, unde $\gamma_* = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Când $A_u \to \infty$, $R_{ies\ ri} \to 0$.

Caracteristica de transfer a amplificatorului inversor este prezentată în figura 4.20.b. Ea se deosebeşte de caracteristica din figura 4.18.b prin aceea că este dispusă în cadranele al II-lea şi al IV-lea, ceea ce caracterizează schemele inversoare a polarității semnalului. Zona liniară a caracteristicii este limitată de tensiunile $\pm\frac{U_{ies\,max}}{A_{uri}}$. Pentru că $|A_{uri}| << A_u$, partea liniară a caracteristicii de transfer se lărgeşte datorită introducerii reacției negative, iar semnalele de amplitudine mare se transmit fără distorsiuni. În acest mod, introducerea reacției negative în schema amplificatorului operațional inversor permite îmbunătățirea parametrilor acestuia astfel: se măreşte amplificării, se micşorează rezistența de ieşire, se lărgeşte domeniul liniar al caracteristicii de transfer şi se reduc distorsiunile în cazul semnalelor mari. Aceleaşi rezultate se obțin şi prin introducerea reacției negative în amplificatoarele operaționale neinversoare cu singura deosebire referitoare la valoarea rezistenței de intrare. Deci, cu ajutorul reacției negative, prin îmbunătățirea unui singur parametru de reducere a amplificării, se pot îmbunătăți ceilalți parametri. În cazul când se doreşte amplificarea puternică a semnalelor, se folosesc mai multe etaje de amplificare, fiecare dintre etaje fiind realizat cu amplificatoare operaționale cu reacție negativă.

4.12. Scheme operaționale

Cu ajutorul amplificatorului operațional se pot construi scheme care să realizeze operații matematice asupra semnalelor de intrare: însumarea, scăderea, derivarea, integrarea, extragerea modulului funcției, etc. Aceste scheme sunt frecvent utilizate în instalațiile de control automat şi constituie baza materială a calculatoarelor analogice. Dintre aceste scheme, prezintă interes deosebit schemele cu amplificator operațional pentru însumare şi integrare, precum şi schemele în care amplificatorul operațional se foloseşte în regim neliniar. În figura 4.21.a este prezentată schema sumatorului inversor realizată pe baza amplificatorului operațional cu intrare inversoare şi circuit paralel de reacție negativă.

Pentru că R_{int} la AO este mare, $i_1 + i_2 + i_3 = -i_{ri}$. Ca şi în schema din figura 4.20.a, $i_{ri} = \frac{u_{ies}}{R_{ri}}$. Curenții de intrare se determină având în vedere că

între intrările circuitului integrat AO tensiunea este nulă: $i_1 = \frac{u_{int1}}{R}$; $i_2 = \frac{u_{int2}}{R}$; $i_3 = \frac{u_{int3}}{R}$.

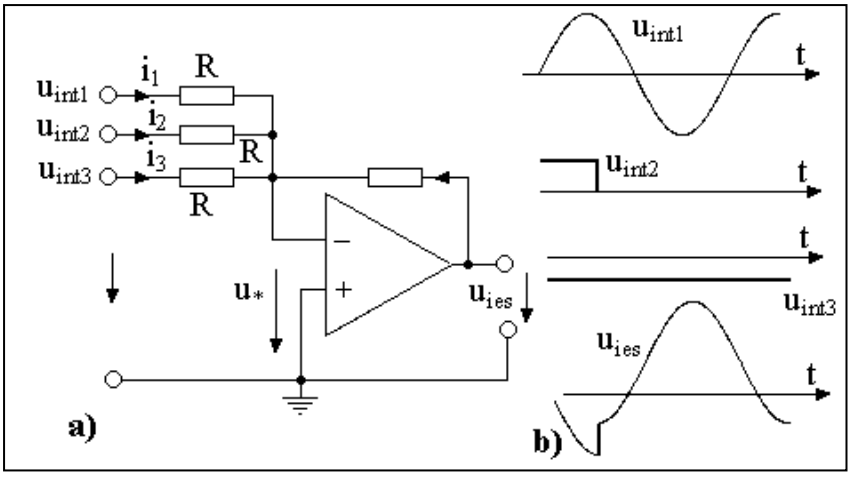


Fig. 4. 21 – Sumator inversor cu AO (a) şi diagramele de timp ale semnalelor la intrările şi la ieşirea acestuia (b)

Din relația 4.28, rezultă: $\frac{u_{int1} + u_{int2} + u_{int3}}{R} = -\frac{u_{ies}}{R_{ri}}$, de unde:

$$u_{int1} + u_{int2} + u_{int3} = - u_{ies} \frac{R}{R_{ri}} \qquad (4.\ 29)$$

iar dacă se alege $R = R_{ri}$,

$$u_{int1} + u_{int2} + u_{int3} = - u_{ies} \qquad (4.29')$$

Semnul minus indică faptul că, pe lângă adunarea semnalelor, se produce şi inversarea polarității. În figura 4.21.b sunt prezentate diagramele de timp care ilustrează funcționarea sumatorului inversor.

În figura 4.22.a este prezentată schema sumatorului neinversor. La baza realizării acestei scheme stă AO neinversor cu reacție din figura 4.18.a. Prin înlocuirea acestuia cu schema echivalentă, care conține $R_{int\ ri} = \infty$ şi sursa de tensiune $A_{uri} \cdot u_{sum}$ (rezistența de ieşire este nulă), se obține schema din figura 4.22.b.

Pentru că $R_{int\ ri} = \infty$, $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ şi, pe baza legii lui Ohm, rezultă: $\frac{u_{int1} - u_{sum}}{R} + \frac{u_{int2} - u_{sum}}{R} + \frac{u_{int3} - u_{sum}}{R} = 0$, de unde:

$u_{int1} + u_{int2} + u_{int3} = 3u_{sum}$, sau, pentru n intrări, $u_{int1} + u_{int2} + u_{int3} = n \cdot u_{sum}$

Tensiunea la ieşirea AO se determină având în vedere relația (4.24), astfel:

$$u_{ies} = A_{uri} \cdot u_{sum} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{u_{int1} + u_{int2} + u_{int3}}{n}$$

Rezultă că tensiunea de ieşire este proporțională cu suma semnalelor de intrare. Factorul de transfer în tensiune al schemei din figura 4.22.a depinde însă de numărul intrărilor, n. Tensiunea de ieşire, u_{ies}, este determinată de valoarea medie a semnalelor de la intrare: $\frac{\sum_{i=1}^{n} u_{int\,i}}{n}$.

În figura 4.22.c este prezentată schema scăzătorului (substractorului) de semnale, realizată cu AO. Pentru analizarea acestei scheme se foloseşte metoda superpoziției. Pentru început, se consideră că $u_{int0} = 0$, adică se scurtcircuitează sursa u_{int2}, în care caz, schema devine neinversoare (figura 4.18.a), la intrarea căreia se cuplează divizorul de tensiune cu coeficientul de transfer $\gamma_{int} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$. Având în vedere relația (4.24), rezultă:

$$u'_{ies} = u_{int1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

În continuare, se consideră că $u_{int1} = 0$, schema transformându-se astfel în amplificator operațional inversor (figura 4.20.a), deoarece cuplarea la intrarea neinversoare a rezistoarelor R_3 şi R_4 nu modifică potențialul la intrarea neinversoare a AO ideal, la care curentul de intrare este foarte mic. În acest caz, în conformitate cu expresia (4.27), $u''_{ies} = - u_{int2} \frac{R_2}{R_1}$. Ca rezultat al acțiunii ambelor semnale, tensiunea de ieşire a amplificatorului operațional este egală cu:

$$u_{ies} = u'_{ies} + u''_{ies} = u_{int1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} - u_{int2} \frac{R_2}{R_1}$$

Dacă $R_1 = R_3$ şi $R_2 = R_4$, se obține:

$$u_{ies} = \frac{R_2}{R_1} (u_{int1} - u_{int2})$$

Sursa de tensiune comandată în curent se obține din schema din figura 4.20.a pentru $R_1 = 0$. În acest caz, $R_{int} = 0$ şi sursa de semnal u_{int} funcționează în regim de sursă a curentului i_{int}. Tensiunea de ieşire se determină având în vedere că $u^* = 0$, astfel: $u_{ies} = = i_{ri} \cdot R_2 = - i_{int} \cdot R_2$. Sursa de curent comandată în tensiune se obține, de asemenea, din schema 4.20.a, dacă se cuplează sarcina

în locul lui R_2. Atunci: $i_{ies} = i_{ri} = -i_{int} = -\frac{u_{int}}{R_1}$. Integratorul cu amplificator operațional se realizează de asemenea pe baza AO neinversor din figura 4.23.a. În circuitul de reacție se cuplează condensatorul C, astfel încât tensiunea pe acesta este egală cu:

$$u_C = \frac{1}{C}\int i_C(t)\cdot dt \qquad (4.\ 30)$$

Pentru că $R_{int} = \infty$,

$$I_C = -i_{int} = -\frac{u_{int}}{R} \qquad (4.\ 31)$$

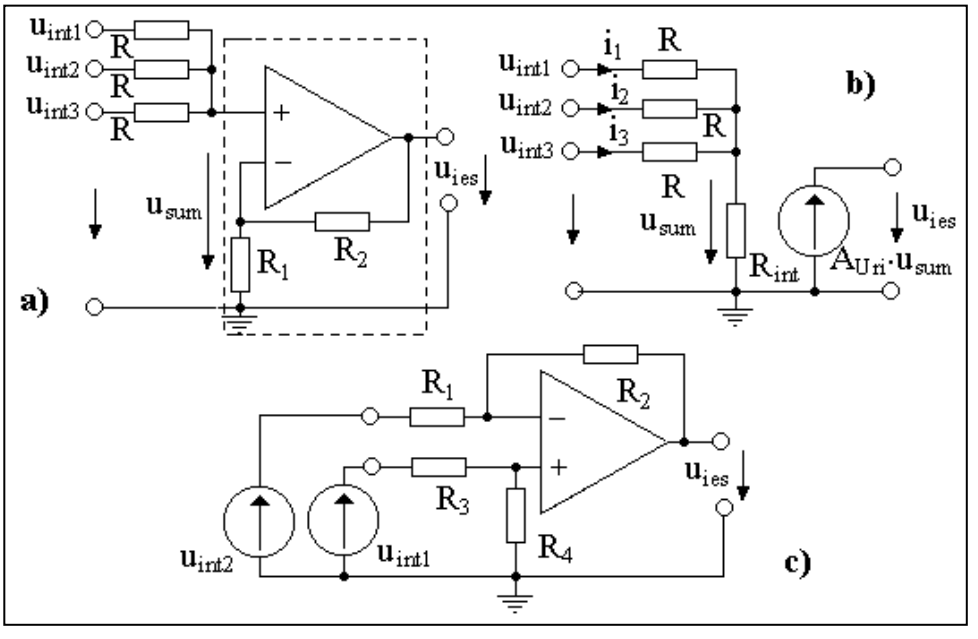


Fig. 4. 22 – Sumator neinversor cu AO (a), schema sa echivalentă (b) şi scăzător (substractor) cu AO (c)

Tensiunea de intrare diferențială a AO este egală cu zero, din care motiv $u_{ies} = u_C$. Având în vedere expresiile (4.30) şi (4.31), se obține:

$$u_{ies} = -\frac{1}{C}\int \frac{u_{int}(t)}{R}\cdot dt = -\frac{1}{RC}\int u_{int}(t)\cdot dt \qquad (4.\ 32)$$

În acest fel, schema realizează operația matematică de integrare, care în formă definită, se poate scrie:

$$u_{ies} = u_{ies}(0) - \frac{1}{RC}\int_0^t u_{int}(t)\cdot dt$$

Tensiunea de ieşire depinde de condiţiile iniţiale, adică de tensiunea iniţială pe condensator în momentul t = 0, $u_{ies}(0)$. În figura 4.23.b sunt prezentate diagramele de timp care ilustrează funcţionarea integratorului.

Când la intrarea acestuia se aplică o tensiune constantă, la ieşire se obţine tensiune liniar variabilă.

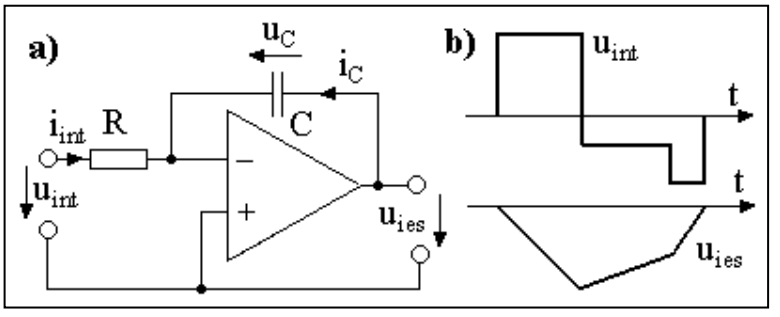


Fig. 4. 23 – Integrator cu AO (a) şi diagramele de timp ale semnalelor la intrarea şi ieşirea acestuia (b)

4.13. Compensarea curenţilor de intrare şi a tensiunii de deplasare a nulului

Utilizarea în practică a AO impune luarea unor măsuri speciale. Astfel, trebuie menţionat faptul că, la realizarea etajelor de intrare ale AO cu tranzistoare bipolare (figura 4.12.a) curenţii de bază ai tranzistoarelor de intrare trec prin circuitul de intrare al AO. În figura 4.24 se prezintă schema cu amplificator operaţional inversor cu reacţie, unde sunt specificaţi curenţii de intrare, i_{int}.

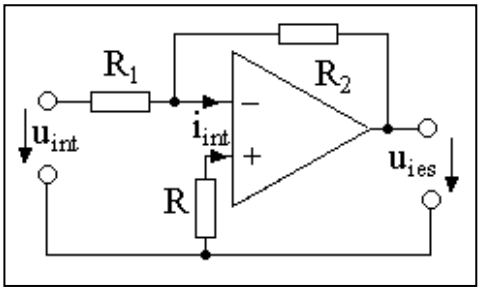


Fig. 4. 24 – AO inversor cu compensarea influenţei curenţilor de intrare

Căderea de tensiune la trecerea curenţilor de intrare în regim static este $u_{int} = 0$. Curentul i_{int} la intrarea inversoare trece prin rezistoarele R_1 şi R_2, ceea ce provoacă la această intrare căderea de tensiune: $U = -i_{int}\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$.

Dat fiind că, la AO, A_u este mare, valoarea deşi mică a tensiunii U poate provoca modificarea substanțială a tensiunii la ieşire, $U_{ies} = A_u \cdot U$, ceea ce înseamnă existența unei tensiuni la ieşire când semnalul la intrare este nul, fapt care creează dificultăți de utilizare a AO. Pentru eliminarea influenței negative a curenților de intrare, la intrarea directă a AO se cuplează rezistorul $R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Curentul de intrare de la intrarea neinversoare creează pe R o cădere de tensiune; semnalul de intrare se determină ca diferența tensiunilor dintre intrările neinversoare şi inversoare şi, când curenții de intrare sunt egali la ambele intrări, $U_{ies} = 0$. Schema din figura 4.24, cu rezistorul R, reprezintă practic schema AO inversor. Completări similare se introduc de asemenea şi în schemele integratorului şi sumatorului inversor. În schema din figura 4.18.a se urmărește alegerea rezistoarelor în circuitul de reacție astfel încât, pentru curenții de intrare de la intrările neinversoare şi inversoare, rezistența să fie aceeaşi. În acest caz, se are în vedere că, la intrarea neinversoare, curentul trece prin rezistența internă a sursei U_{int}.

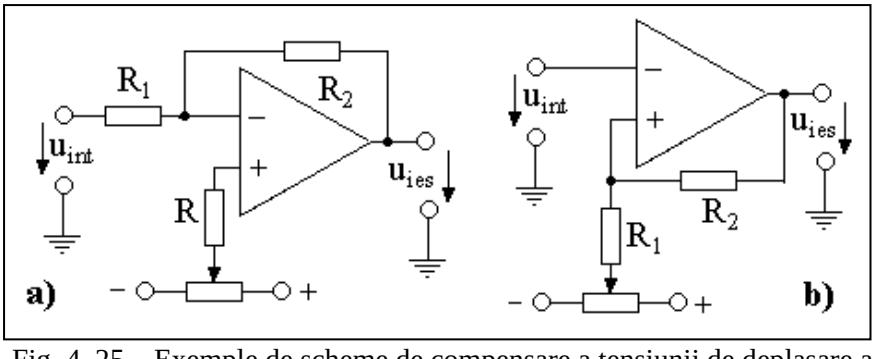


Fig. 4. 25 – Exemple de scheme de compensare a tensiunii de deplasare a nulului

La AO reale, caracteristica de transfer este asimetrică în raport cu nulul (figura 4.17), asimetrie determinată de tensiunea de deplasare a nulului, U_d, care poate fi diferită la diferite exemplare de circuite integrate, dar limitată de valoarea indicată de catalog pentru AO respectiv. Tensiunea de deplasare a nulului U_d face ca $u_{ies} \neq 0$ atunci când la intrare semnalul este nul. Pentru compensarea influenței negative a tensiunii de deplasare a nulului, schemele realizate cu AO sunt înzestrate cu circuite speciale, care, prin reglare, pot elimina influența negativă a U_d. În figura 4.25 se prezintă pentru exemplificare schemele AO inversoare şi neinversoare cu reacție, prevăzute cu circuitele corespunzătoare pentru compensarea tensiunii de deplasare a nulului; aceste scheme conțin potențiometre, care se reglează la punerea în

funcţiune a schemei. Introducerea elementelor suplimentare în schemele practice nu modifică însă concluziile analizei funcţionale a AO.

4.14. Caracteristicile de frecvenţă ale amplificatoarelor şi autoexcitaţia

Capacitatea de amplificare a semnalelor de înaltă frecvenţă în AO este limitată în realitate de inerţia tranzistoarelor. Odată cu creşterea frecvenţei, scade A_u şi apare o defazare a semnalului de ieşire în urma celui de la intrare, ceea ce înseamnă că A_u se poate reprezenta sub formă complexă.

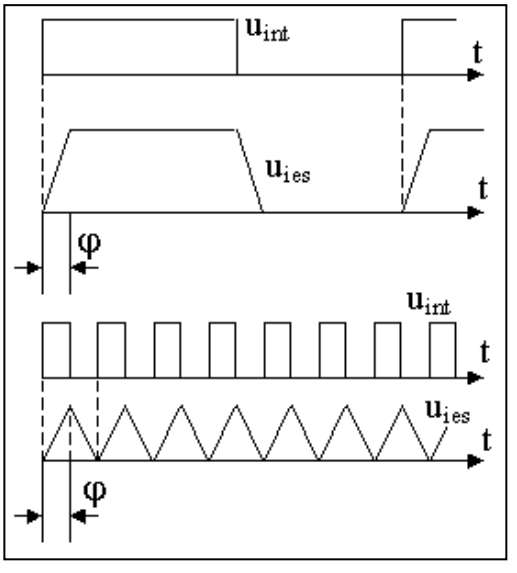


Fig. 4. 26 – Forma semnalelor la intrarea şi ieşirea amplificatorului operaţional

În figura 4.26 este prezentată forma $U_{int}(t)$ şi $U_{ies}(t)$ la AO, când semnalele la intrarea acestuia sunt dreptunghiulare. Inerţia tranzistoarelor distorsionează forma impulsurilor la ieşire, acestea devenind trapezoidale, iar prin creşterea la valori a frecvenţei de repetiţie, devin triunghiulare. La frecvenţe înalte, amplitudinea impulsurilor la ieşire se micşorează, pentru că, pe durata impulsului, tensiunea nu reuşeşte să atingă valoarea limită. Nivelul de reducere a amplificării depinde de numărul etajelor amplificatorului. În domeniul frecvenţelor înalte, amplificarea etajului i, A_{ui} se micşorează de M_i ori şi apare întârzierea de fază φ_i. La amplificatorul cu mai multe etaje, modulul amplificării se determină astfel:

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} \cdots = \frac{A_{u01} \cdot A_{u02} \cdot A_{u03} \cdots}{M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \cdots},$$

unde A_{u01}, A_{u02}, A_{u03}, ... reprezintă modulul amplificărilor etajelor la frecvențe medii. Defazarea se acumulează de la un etaj la altul, astfel încât, la amplificatorul cu mai multe etaje: $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \ldots$

Funcția de tipul $A_u(f)$ se numește caracteristica amplitudine-frecvență a amplificatorului, iar $\varphi(f)$ – caracteristica fază-frecvență a acestuia. În figura 4.27 este prezentată calitativ forma acestor funcții.

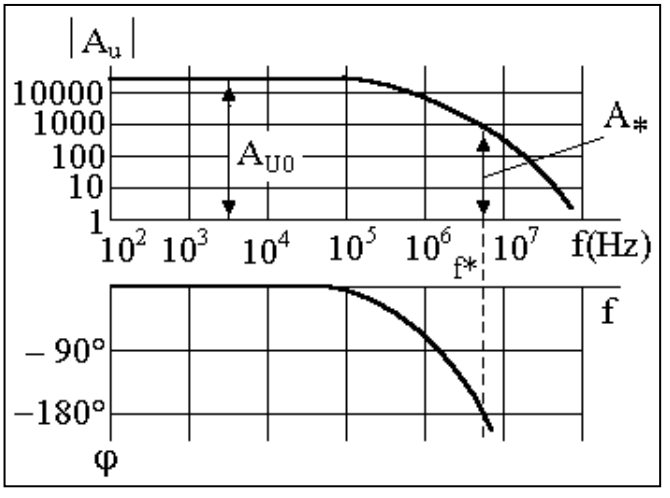


Fig. 4. 27 – Caracteristicile de frecvență ale amplificatoarelor operaționale

La caracteristicile de frecvență se pot evidenția două domenii distincte: atunci când A_u este maxim şi defazarea este nulă, domeniul reprezintă domeniul spectral al benzii de trecere a amplificatorului. În domeniul frecvențelor înalte, A_u scade odată cu creşterea frecvenței, iar defazarea se măreşte.

Cele două domenii sunt despărțite de valoarea lui $f_î$, care, de regulă, se consideră corespunzând valorii $A_u = \frac{A_{u0}}{\sqrt{2}}$, adică pentru $M = \sqrt{2}$. La utilizarea reacției, este necesar să se ia în considerație caracteristicile de frecvență. Amplificarea complexă este:

$$\underline{A}_{uri} = \frac{\underline{A}_u}{1 + \underline{A}_u \cdot \underline{\gamma}} \qquad (4.\ 33)$$

La frecvența f*, din figura 4.27, rezultă că valoarea unghiului de defazare este $\varphi = 180°$. Amplificarea $\underline{A}_u$ la această frecvență este o mărime reală, dar negativă, deci $\underline{A}_u = -A^*$. Înlocuind această valoare în expresia (4.34), se obține:

$$A_{uri}(f^*) = -\frac{A^*}{1 - A^* \cdot \gamma} \qquad (4.\ 34)$$

Deci, la frecvența f*, $|A_{uri}| > |A_u|$ adică, datorită defazării ($\varphi = \pi$), reacția negativă se transformă în reacție pozitivă, care măreşte amplificarea la această frecvență. Când $A^* \cdot \gamma = 1$, din expresia (4.25) se obține $A_{uri} = \infty$, ceea ce înseamnă că, în lipsa semnalului la intrare ($u_{int} = 0$), la ieşire tensiunea nu mai este nulă. Această situație indică faptul că amplificatorul este în regim de autoexcitație, datorită reacției pozitive, când semnalul de la ieşire adus la intrare menține tensiunea de ieşire, care prin circuitul de reacție excită din nou AO. Când $A^* \cdot \gamma > 1$, tensiunea de ieşire creşte până când distorsionarea formei semnalului face ca A* să scadă, astfel încât să fie îndeplinită relația $A^* \cdot \gamma = 1$. Condițiile de autoexcitație se formulează astfel:

1. $\varphi_a + \varphi_{ri} = 2\pi$, unde $\varphi_a + \varphi_{ri}$ reprezintă defazarea cauzată de transferul semnalului prin AO şi respectiv prin circuitul de reacție. Când suma acestor defazări este egală cu 2π, înseamnă că sunt îndeplinite condițiile de fază pentru reacția pozitivă.
2. $A^* \cdot \gamma \geq 1$

În scopul eliminării posibilității de autoexcitație, la amplificatoare se iau diferite măsuri, astfel: se limitează numărul etajelor cuprinse în reacție, pentru că fiecare etaj introduce o defazare la înaltă frecvență. Din acest motiv, AO sunt prevăzute cu numai două etaje, ceea ce limitează posibilitatea de obținere a unor amplificări foarte mari în circuitele integrate respective. De asemenea, în scopul reducerii posibilităților de autoexcitație, se folosesc circuite RC de corecție, care se cuplează la anumite borne ale AO, ceea ce reduce la minim valoarea lui A_u la frecvența f*, pentru care condițiile de autoexcitație nu se îndeplinesc, adică $A^* \cdot \gamma < 1$ pentru $\varphi = \pi$. În aceste cazuri, caracteristica amplitudine-frecventă a AO se modifică după linia punctată din figura 4.27.a.

Schemele de corecție în soluții tipizate se găsesc în literatura de specialitate. Calculul acestora se face prin metodele utilizate în teoria reglării automate pentru analiza şi sinteza sistemelor automate continue şi liniare. Există AO care conțin în structura circuitelor integrate respective şi circuite de corecție. Trebuie remarcat faptul că banda de trecere a amplificatoarelor la care sunt luate măsurile necesare de preîntâmpinare a autoexcitației este de regulă mai mică, ceea ce reprezintă pierderea necesară pentru obținerea avantajelor substanțiale pe care le oferă reacția negativă. Reducerea benzii de trecere a amplificatorului protejat la autoexcitație este mai mare decât lărgirea benzii care se obține datorită folosirii reacției negative.

4.15. Amplificatoare selective şi generatoare de oscilaţii sinusoidale

Un sistem care are amplificarea maximă într-o bandă de frecvenţă îngustă, în apropierea frecvenţei f_0, se numeşte amplificator selectiv. În afara limitelor acestei benzi spectrale înguste, amplificarea scade rapid. O largă utilizare au căpătat amplificatoarele selective realizate pe baza AO. După cum s-a arătat în paragrafele 4.10 şi 4.11 amplificarea AO cu reacţie negativă este determinat numai de parametrii circuitului de reacţie. Dacă în circuitul de reacţie se folosesc celule RC, ale căror factor de transfer şi defazare depind de frecvenţă, atunci se poate asigura dependenţa necesară a amplificării în funcţie de frecvenţă. În figura 4.28.a este prezentată schema amplificatorului selectiv cu punte Wien, aceasta fiind încadrată în dreptunghiul desenat cu linie punctată. Când se aplică o tensiune nesinusoidală $u_{int}(t)$, de frecvenţă f_0 la intrarea amplificatorului, la ieşirea acestuia se obţine un semnal sinusoidal (figura 4.28.b).

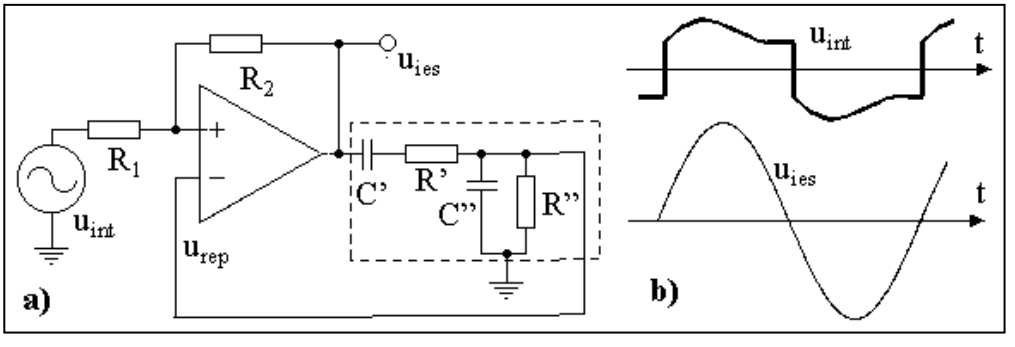


Fig. 4. 28 – Amplificator selectiv (a) şi diagramele de timp ale semnalelor la intrarea şi ieşirea acestuia (b)

Puntea se compune din celulele serie (C'R') şi paralel (C"R"). La trecerea prin punte, semnalul de joasă frecvenţă se pierde pe condensatorul C', iar semnalul de înaltă frecvenţă se atenuează pe divizorul de tensiune compus din celule serie şi paralel, pentru că, prin creşterea frecvenţei, reactanţa condensatorului C" scade. În acest fel, factorul maxim de transfer al punţii este corespunzător unei anumite frecvenţe, f_0.

Defazarea, introdusă de punte la frecvenţa f_0 este nulă. În cazul raporturilor optime C' = C" = C, R' = R" = R, $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$; la $f = f_0$, factorul de transfer al punţii este $\gamma_p = 1/3$.

La frecvenţe diferite de f_0, factorul de transfer al punţii este mic şi se poate considera că semnalul la intrarea neinversoare a AO, $u_{rip} = 0$. Schema

este identică cu AO inversor din figura 4.20.a şi are amplificarea determinată de relația (4.28), $A' = -\frac{R_2}{R_1}$. La frecvența f_0, factorul de transfer al punții este maxim. Prin punte, la intrare a AO se transmite semnalul de reacție pozitivă, care măreşte puternic amplificarea schemei, A_m în raport cu A'. Caracteristica de frecvență a amplificatorului selectiv este reprezentată în figura 4.29.b. Cu cât este mai mare amplificarea A', cu atât este mai îngustă banda de frecvență a amplificatorului şi este mai mare raportul A_m/A'.

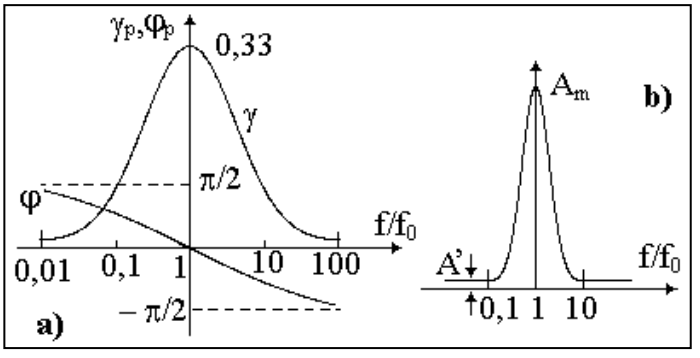


Fig. 4. 29 – Caracteristicile de frecvență ale punții Wien (a) şi ale amplificatorului selectiv (b)

Atunci când $\frac{R_2}{R_1} = 2$, se îndeplinesc condițiile de autoexcitație iar amplificarea schemei, A_m, la frecvența f_0 devine infinită, ceea ce înseamnă că, la ieşire, se obțin semnale sinusoidale de frecvență f_0 atunci când la intrare semnalul este nul. În această situație, schema din figura 4.28.a se transformă în generator de tensiune sinusoidală, iar circuitul sursei tensiunii de intrare poate fi decuplat. Există o multitudine de variante de realizare a amplificatoarelor selective şi a generatoarelor sinusoidale pe baza altor celule RC, ale căror caracteristici depind de frecvență.

4.16. Amplificatoare cuplate capacitiv

Calitatea esențială a amplificatoarelor cuplate prin capacitate constă în lipsa derivei nulului, deoarece condensatoarele nu permit trecerea componentei continue şi, implicit, a derivei nulului. În figura 4.30 este prezentat pentru exemplificare etajul realizat pe baza AO cu legătură prin sarcină. Cuplarea prin capacitate se utilizează însă rar, pentru că aceste capacități relativ mari sunt dificil de realizat în structura circuitelor integrate.

Când la intrare se aplică semnal fără componenta continuă, aşa cum se arată în figura 4.31.a, semnalul la ieşire reprezintă ca formă copia semnalului de intrare. În cazul aplicării la intrare a unui semnal de intrare ce conține şi o componentă continuă (figura 4.31.b), aceasta din urmă nu trece prin condensatoarele C_1 şi C_2 şi semnalul la ieşire nu mai corespunde ca formă celui de la intrare. Limitarea spectrală specifică amplificatoarelor cuplate prin condensator reprezintă principala deficiență a acestora.

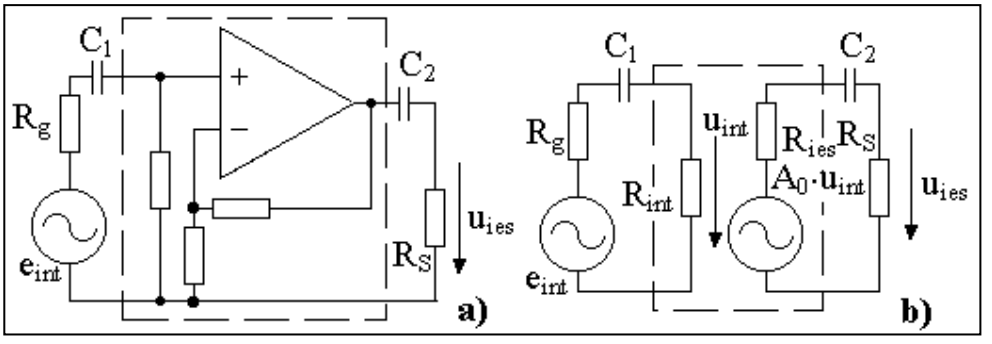


Fig. 4. 30 – Amplificator cu cuplaj capacitiv şi schema sa echivalentă

Domeniul de frecvență al amplificatoarelor cuplate prin capacități se poate împărți în trei zone, astfel:

- domeniul frecvențelor medii, corespunzător benzii de trecere a amplificatorului se caracterizează prin faptul că, la aceste frecvențe, reactanțele capacitive ale condensatoarelor, $1/\omega C_1$ şi $1/\omega C_2$, sunt mici, ceea ce face ca semnalul să se transmită la ieşire practic fără pierderi; amplificarea în acest domeniu spectral este constantă;
- domeniul frecvențelor înalte, în care apare influența inerției tranzistorului, amplificarea scade şi se produce o defazare între semnalele de intrare, respectiv de ieşire;
- domeniul frecvențelor joase, în care reactanțele capacitive ale condensatoarelor sunt mari; o parte din semnal se pierde pe aceste reactanțe şi amplificarea scade.

În figura 4.31.c sunt reprezentate caracteristicile amplitudine-frecvență şi fază-frecvență ale amplificatorului cuplat prin capacități. Banda de trecere a acestuia este limitată de frecvențele f_j şi f_i, pentru care amplificarea este: $|A_u| = \frac{A_{u0}}{\sqrt{2}}$.

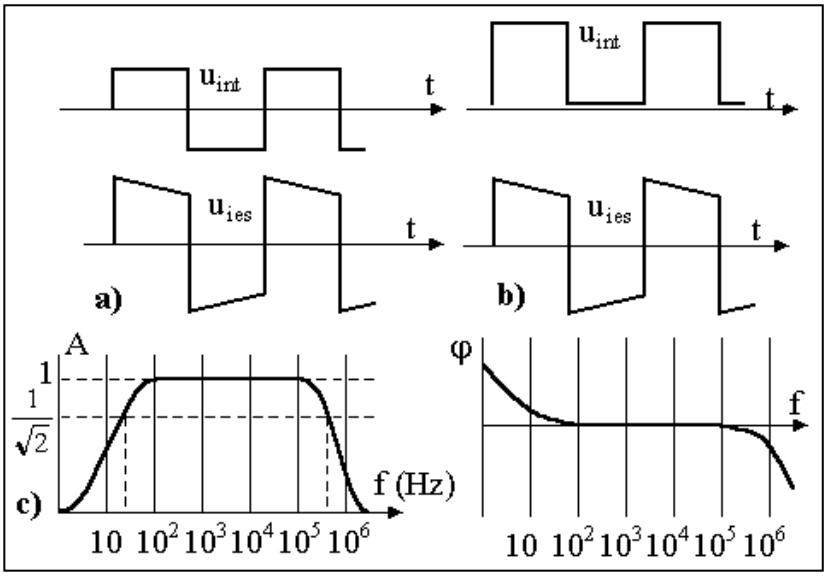


Fig. 4. 31 – Diagramele de timp ale semnalelor la intrarea şi ieşirea amplificatorului cu cuplaj capacitiv (a, b) şi caracteristicile de frecvență ale acestuia (c)

Analiza amplificatorului din schema din figura 4.30.a se face pe baza schemei echivalente din figura 4.30.b. Amplificarea montajului este:

$$\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_{ies}}{\underline{E}_{int}} = \underline{\gamma}_{int}\,\underline{A}_{u0}\,\underline{\gamma}_{ies} \qquad (4.\ 35)$$

unde $\underline{\gamma}_{int}$ este factorul de transfer al circuitului de intrare şi $\underline{\gamma}_{ies}$ este factorul de transfer al circuitului de ieşire.

$$\underline{\gamma}_{int} = \frac{\underline{U}_{int}}{\underline{E}_{int}} = \frac{R_{int}}{R_g + \dfrac{1}{i\omega C_1} + R_{int}} \qquad (4.\ 36)$$

$$\underline{\gamma}_{ies} = \frac{\underline{U}_{ies}}{\underline{A}_{u0}\,\underline{U}_{int}} = \frac{R_S}{R_{ies} + \dfrac{1}{i\omega C_2} + R_S} \qquad (4.\ 37)$$

Relația (4.37) se scrie sub forma:

$$\underline{\gamma}_{int} = \frac{\dfrac{R_{int}}{R_{int} + R_g}}{1 + \dfrac{1}{i\omega C_1 \left(R_{int} + R_g\right)}} = \frac{\gamma_{int0}}{1 + \dfrac{1}{i\omega\tau_1}} \qquad (4.\ 38)$$

unde $\gamma_{int0} = \frac{R_{int}}{R_{int} + R_g}$ este factorul de transfer al circuitului de intrare când $\frac{1}{i\omega C_1} = 0$ (zona frecvențelor înalte) şi $\tau_1 = C_1(R_1 + R_{int})$ este constanta de timp a circuitului de încărcare a condensatorului C_1. Modulul factorului de transfer γ_{int} este $|\gamma_{int}| = \frac{\gamma_{int0}}{M_1}$, unde M_1 este un indice care arată de câte ori scade factorul de transfer al circuitului de intrare la pulsația ω. Din relația (4.39), se obține:

$$M_1 = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega\tau_0}} \qquad (4.\ 39)$$

Când frecvența scade, creşte M_1, iar γ_{int} scade, pentru că se măreşte reactanța lui C_1, pe care se pierde o parte din semnalul sursei E_{int}. În acest caz, prin circuitul $R_1 - C_1 - R_{int}$ trece un curent care provoacă o cădere de tensiune $\underline{U}_{int}$, care depăşeşte E_{int}. Din relația (4.39), se obține:

$$\varphi_1 = \text{arctg}\left(\frac{1}{\omega\tau_1}\right) \qquad (4.\ 40)$$

Aceeaşi analiză se poate face şi pentru circuitul $R_{ies} - C_2 - R_S$. În acest scop, în relațiile (4.40) şi (4.41), în locul lui τ_1 se introduce valoarea lui $\tau_2 = C_2(R_{ies} + R_S)$, unde τ_2 reprezintă constanta de timp de încărcare a condensatorului C_2. În acest fel, se obțin expresiile pentru M_2 şi φ_2, care sunt similare cu relațiile (4.40) şi (4.41). Amplificarea montajului cu cuplaj capacitiv este, în concordanță cu relația (4.36):

$$A_u = \frac{\gamma_{int0}}{M_1} A_{u0} \frac{\gamma_{ies0}}{M_2} = \frac{\gamma_{int0} \cdot A_{u0} \cdot \gamma_{ies0}}{M}$$

unde $M = M_1 \cdot M_2$ este coeficientul care arată de câte ori scade amplificarea în raport cu valoarea sa maximă, A_{u0}, pentru frecvența $\omega = 2\pi f$. Distorsiunile de fază introduse de cuplajul capacitiv se însumează: $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$.

Pe caracteristicile din figura 4.31.c se poate constata scăderea modulului amplificării şi apariția defazării φ. Pentru mărirea benzii de trecere la frecvențe joase, este necesară creşterea capacității condensatoarelor C_1 şi C_2, ceea ce influențează negativ asupra gabaritului amplificatorului.

Scăderea amplificării la frecvențe joase provoacă distorsionarea semnalului transmis. Din figura 4.31, se poate constata că, în cazul impulsurilor dreptunghiulare, acestea prezintă o scădere la vârf, determinată de incapacitatea amplificatorului de a transmite semnale de joasă frecvență. Aceste distorsiuni sunt cu atât mai mari, cu cât impulsurile au durată mai mare.

4.17. Etaje amplificatoare de putere

Situațiile analizate până acum s-au caracterizat de un consum mic de putere, de ordinul fracțiunilor de W. La acest nivel de putere, randamentul amplificatorului nu este esențial, importantă fiind transmiterea informației cât mai complet în banda sa spectrală.

Există însă numeroase situații când problema randamentului şi cea a asigurării puterii necesare devin de primă importanță. Etajele amplificatoare de putere se deosebesc de cele analizate anterior nu numai prin alcătuirea lor, dar şi prin metodele de calcul al amplificatorului. Pe baza regimului de funcționare, etajele de putere se clasifică în clase de funcționare.

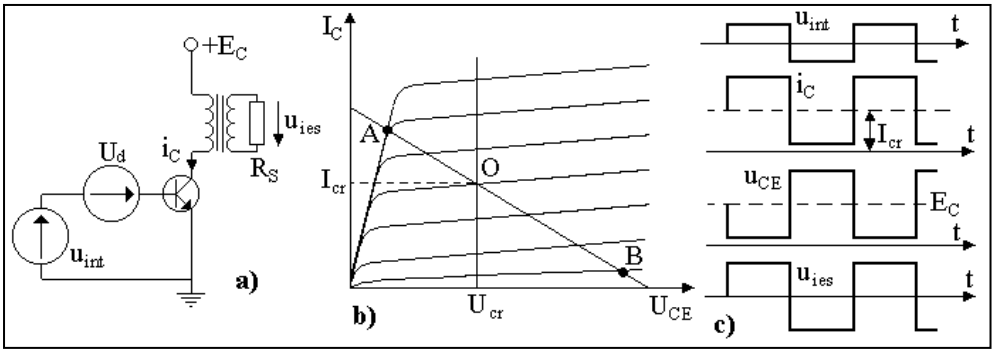


Fig. 4. 32 – Amplificator de putere în clasă A: schema (a), construcția dreptei de sarcină (b) şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor (c)

A. Etajul amplificator de putere funcționând în clasă A este prezentat în figura 4.32.a, caracteristic pentru acesta fiind cuplarea prin transformator.

Acesta nu transmite componenta continuă a semnalului, motiv pentru care caracteristica de frecvență a etajului este asemănătoare cu cea a etajelor cuplate capacitiv. În regim static ($u_{int} = 0$), datorită tensiunii de deplasare U_d, care curenții I_{Br} şi $I_{Cr} = \beta I_{Br} + (\beta + 1)I_{CB0}$. Considerând un transformator ideal (pierderi neglijabile, inductanța de magnetizare foarte mare, inductanța de disipare foarte mică), impedanța primarului transformatorului în curent continuu este nulă şi, în regim static, $U_{cr} = E_C$. Pe caracteristicile de ieşire ale tranzistorului, dreapta de sarcină în acest caz este verticală (figura 4.32.b). Punctul static de funcționare, O, are coordonatele (U_{cr}, I_{cr}). Aplicând la intrare un semnal, u_{int}, are loc modificarea curenților bazei, ΔI_B şi colectorului, $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$. Sarcina tranzistorului este reprezentată de rezistența $R'_S = \frac{R_S n_1^2}{n_2^2}$, unde n_1 şi n_2 reprezintă numărul de spire ale primarului, respectiv secundarului transformatorului. Dreapta de sarcină în acest caz este înclinată (în funcție de R'_S) şi trece tot prin punctul O. Când semnalul la intrare este pozitiv, creşte I_C, creşte astfel şi tensiunea la bornele primarului

transformatorului, scăzând astfel tensiunea U_{CE} (segmentul OA pe dreapta de sarcină). La valori negative ale lui u_{int}, I_C scade şi creşte tensiunea U_{CE} (segmentul OB, pe dreapta de sarcină). Pentru valori mari ale lui u_{int}, U_{CE} atinge, la limită valoarea $2E_C$, ceea ce trebuie avut în vedere la alegerea tranzistorului. În figura 4.32.c sunt reprezentate variațiile în timp ale tensiunilor u_{int}, u_{CE}, u_{ies} şi curentului i_C, pentru semnale dreptunghiulare.

Determinarea randamentului, $\eta = \frac{P_S}{P_0}$, unde P_S este puterea transmisă în sarcină şi P_0 este puterea consumată din sursa de alimentare se face astfel:

$$P_S = \frac{U_{iesm}^2}{R_S} = \frac{\Delta U_{CE}^2}{R_S'} = \frac{(\xi E_C)^2}{R_S'} \qquad (4.\ 41)$$

unde $\xi = \frac{\Delta U_{CE}}{E_C}$, iar U_{iesm} este amplitudinea tensiunii u_{ies}. În clasă A, întotdeauna:

$$P_0 = E_C \cdot I_{cr} \qquad (4.\ 42)$$

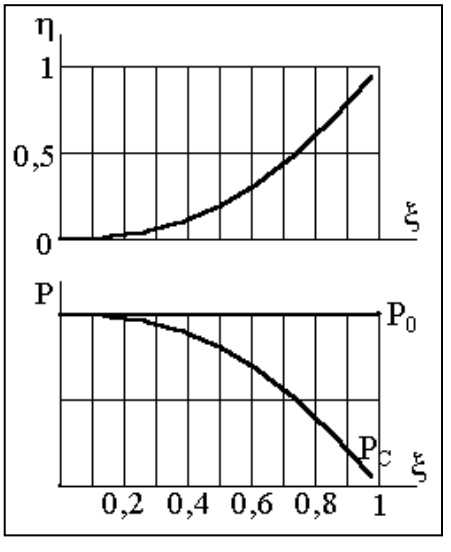


Fig. 4. 33 – Dependențele $\eta(\xi)$, $P_0(\xi)$ şi $P_C(\xi)$ la amplificatorul de putere în clasă A

Pentru obținerea amplitudinii maxime (pentru $\xi \to 1$), după cum rezultă din figura 4.32.b, este necesară alegerea valorii $I_{cr} \cong \frac{E_C}{R_S'}$, astfel încât expresia (4.43) se rescrie sub forma:

$$P_0 = \frac{E_C^2}{R_S'} \qquad (4.\ 43)$$

Din relațiile (4.42) și (4.44) se obține: $\eta = \xi^2$.

În figura 4.33, sunt reprezentate dependențele η, P_0 și $P_C = P_0 - P_S$ în funcție de ξ, de unde se pot trage următoarele concluzii:

a) randamentul maxim se obține pentru valori mari ale lui $\xi = \frac{\Delta U_{CE}}{E_C}$, adică în cazul amplificării semnalelor mari;
b) puterea consumată din sursă, P_0, nu depinde de semnalul transmis;
c) pierderile maxime de putere, $P_C = P_0 - P_S$, au loc în regim static, când $u_{int} = 0$; puterea pierdută reprezintă putere disipată sub formă de căldură pe tranzistor, astfel încât, pentru regimul în clasă A trebuie aleși tranzistori la care este îndeplinită condiția: $P_{C\,max} \geq P_0 = I_{cr} \cdot E_C$; în cazul unor semnale de intrare oarecare, randamentul este determinat de valoarea medie a lui ξ, care este, în acest caz, mult mai mică.

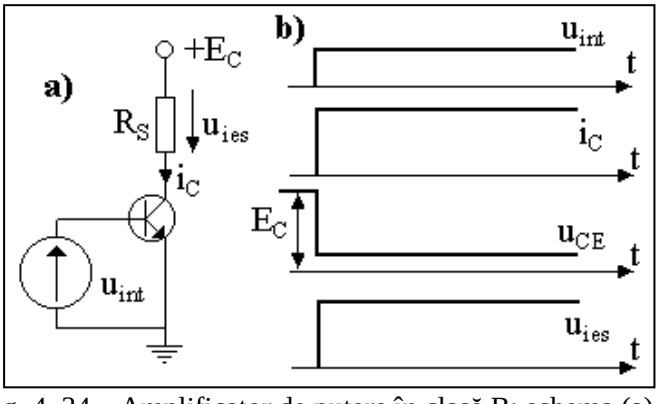


Fig. 4. 34 – Amplificator de putere în clasă B: schema (a) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în circuit (b)

În concluzie, amplificatorul de putere în clasă A oferă posibilitatea transmiterii semnalelor alternative cu distorsiuni minime, dar au o serie de deficiențe: randament scăzut, în special la semnale de intrare mici, puterea consumată din sursă este independentă de semnalul de intrare și are valoare mare, utilizarea unui transformator pentru cuplajul etajului, cu influențe negative asupra caracteristicii de frecvență și gabaritului montajului.

B. Etajul amplificator de putere în clasă B este reprezentat în figura 4.34.a. În acest caz, sarcina se cuplează direct în circuitul de colector al tranzistorului.

În repaus, când tensiunea de intrare este $u_{int} = 0$, $U_d = 0$, $I_{cr} = I_{CE0} \approx 0$, $P_C = 0$, ceea ce înseamnă că tranzistorul nu disipă căldură. La aplicarea semnalului de intrare pozitiv, curentul de colector crește, $u_{ies} = i_C \cdot R_S$.

La aplicarea la intrare a unei tensiuni negative, tranzistorul se blochează şi $u_{ies} = 0$. Un astfel de amplificator poate amplifica numai semnale de o singură polaritate, ceea ce elimină necesitatea utilizării unui transformator pentru cuplarea sarcinii. În figura 4.34.b sunt prezentate diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor în amplificator, pentru semnale de polaritate unică.

Puterea transmisă în sarcină se determină astfel:

$$P_S = \frac{U_{iesm}^2}{R_S} = \frac{(\xi E_C)^2}{R_S'} \qquad (4.\ 44)$$

Puterea consumată din sursa de alimentare depinde de curentul mediu ce trece prin sarcină:

$$P_0 = E_C I_C = E_C \frac{U_{iesm}}{R_S} = \xi \frac{E^2}{R_S} \qquad (4.\ 45)$$

Astfel, se obține:

$$\eta = \xi \qquad (4.\ 46)$$

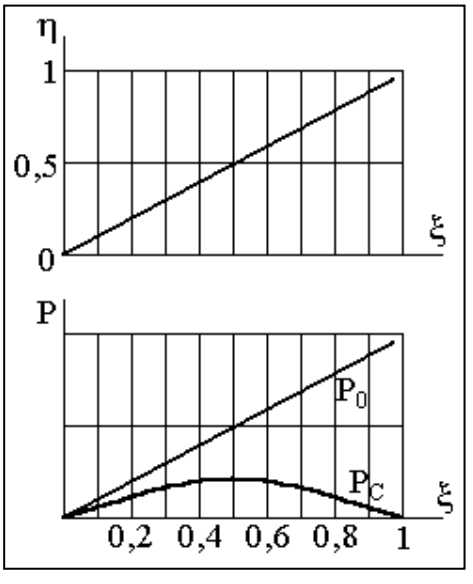


Fig. 4. 35 – Dependențele $\eta(\xi)$, $P_0(\xi)$ şi $P_C(\xi)$ la amplificatorul de putere în clasă B

În figura 4.35 este reprezentată dependența η, P_0 şi P_C în funcție de ξ, de unde se pot face următoarele aprecieri:

a) randamentul amplificatorului de putere în clasă B este mai mare față de cel al etajului în clasă A, în special la valori mici şi medii ale semnalului de intrare;

b) puterea consumată din sursa de alimentare este minimă în regim de repaus şi creşte odată cu creşterea semnalelor de intrare;

c) pierderile de putere sun maxime la valori medii ale lui ξ, dar mult mai mici decât cele de la amplificatorul în clasă A; pentru valori mici ale lui ξ, P_C este mică, deoarece curenţii prin tranzistor sunt şi ei mici; la valori mari ale lui ξ, P_C este, de asemenea mică, deoarece căderea de tensiune pe R_S este mare, deci $u_{CE} = E_C - u_{ies}$ este mică.

Se poate evidenţia astfel avantajul utilizării etajelor de amplificare în putere în clasă B, singura problemă fiind aceea apărută în cazul semnalelor de ambele polarităţi. Aceasta poate fi rezolvată prin utilizarea, în acest caz, a două etaje în clasă B, funcţionând în contratimp (figura 4.36.a).

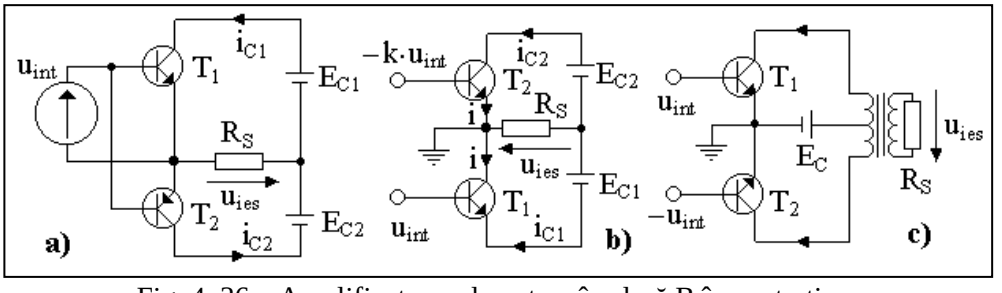


Fig. 4. 36 – Amplificatoare de putere în clasă B în contratimp

În regim de repaus, ambele tranzistoare sunt blocate. La aplicarea unei tensiuni de intrare pozitive, creşte curentul i_{C1}, în colectorul lui T_1 (n-p-n). Polaritatea tensiunii pe sarcină este reprezentată în figură. Schema funcţionează la fel ca cea din figura 4.34.a. În acest timp, T_2 rămâne închis. La schimbarea polarităţii, $u_{int} < 0$, T_1 se blochează şi funcţionează partea schemei cu T_2 (p-n-p) Astfel, tranzistoarele intră în funcţiune pe rând, în funcţie de polaritatea semnalului amplificat. Pe tranzistorul blocat se aplică o tensiune $u_{CE} = E_C + u_{ies}$, care, la limită, pentru ξ mari, tinde la $2E_C$, ceea ce trebuie avut în vedere la alegerea tranzistorului. Pentru schema în contratimp sunt valabile graficele din figura 4.35. Amplificatoarele în contratimp în clasă B se pot realiza şi cu acelaşi tip de tranzistoare, aşa cum se poate vedea în figura 4.36.b, unde sarcina este cuplată direct. Funcţionarea este asemănătoare cu cea a schemei cu tranzistoare complementare. Tranzistorul T_1 este cuplat în montaj emitor comun, în timp ce tranzistorul T_2 este cuplat în montaj colector comun. Când $u_{int} > 0$, T_1 este deschis şi T_2 blocat prin tensiunea $-k \cdot u_{int}$. Curentul de colector i_{C1} trece prin R_S, provocând căderea de tensiune u_{ies}. Când $u_{int} < 0$, T_1 se închide şi T_2 se deschide datorită aplicării, pe baza sa, a tensiunii pozitive $-k \cdot u_{int}$. Pentru ca amplificarea semnalelor pozitiv, respectiv negativ să fie egală, este necesară îndeplinirea condiţiei: $A_{u\,EC} = k \cdot A_{u\,CC}$, unde $A_{u\,EC}$ este amplificarea în tensiune a părţii de

montaj conținând T_1, iar $A_{u\,CC}$ este amplificarea în tensiune a părții de montaj conținând T_2. Pentru îndeplinirea acestei condiții, semnalul de intrare se aplică la intrarea lui T_2 printr-un amplificator inversor, cu amplificarea k. Când este necesară decuplarea galvanică a sarcinii, schemele din figurile 4.36.a şi 4.36.b pot fi modificate prin cuplarea sarcinii prin transformator, ceea ce permite şi utilizarea unei singure surse de alimentare. În această schemă, ambele tranzistoare sunt montate în schema cu emitor comun, pe bazele lor aplicându-se semnalul de intrare u_{int}, respectiv – u_{int}. Graficele din figura 4.35 sunt valabile şi pentru schemele din figurile 4.36.b şi 4.36.c.

5. CIRCUITE DE IMPULSURI

5.1. Avantajele transmiterii informației sub forma impulsurilor

Dintre avantajele transmiterii informației sub forma impulsurilor, cele mai importante sunt:

1. Numeroase procese industriale au caracter de impuls.
2. Transmiterea informației sub forma impulsurilor permite micşorarea puterii consumate din sursa de alimentare.
3. Transmiterea informației sub forma impulsurilor permite creşterea substanțială a stabilității la perturbații, a preciziei şi siguranței în funcționarea sistemelor electronice.

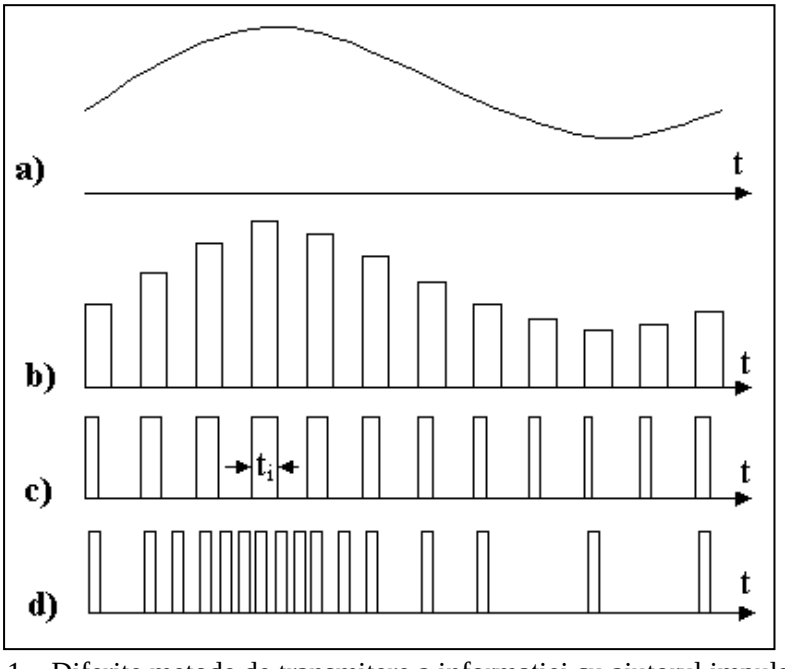


Fig. 5. 1 – Diferite metode de transmitere a informației cu ajutorul impulsurilor

Există o multitudine de metode de transmitere a semnalelor continue (figura 5.1.a) sub forma impulsurilor dreptunghiulare (figurile 5.1.b,c,d). La modulația impulsurilor în amplitudine (MIA), amplitudinea acestora este proporțională cu semnalul de intrare (figura 5.1.b), durata şi frecvența de repetiție a acestora păstrându-se constante. În acest caz, se păstrează influența negativă a derivei nulului amplificatorului şi cea a altor factori asupra preciziei funcționării sistemului. La modulația în durată a impulsului (MID), amplitudinea şi frecvența de repetiție a impulsurilor se păstrează constante,

durata acestora fiind proporțională cu semnalul de intrare (figura 5.1.c), iar la modulația în frecvență (MIF), amplitudinea şi durata impulsurilor rămân constante, frecvența de repetiție a acestora fiind proporțională cu semnalul la intrare (figura 5.1.c). La MID şi MIF, deriva nulului amplificatoarelor nu influențează asupra preciziei de transmitere a semnalului de intrare, care, în acest caz, depinde numai de precizia de fixare a poziției în timp a impulsurilor.

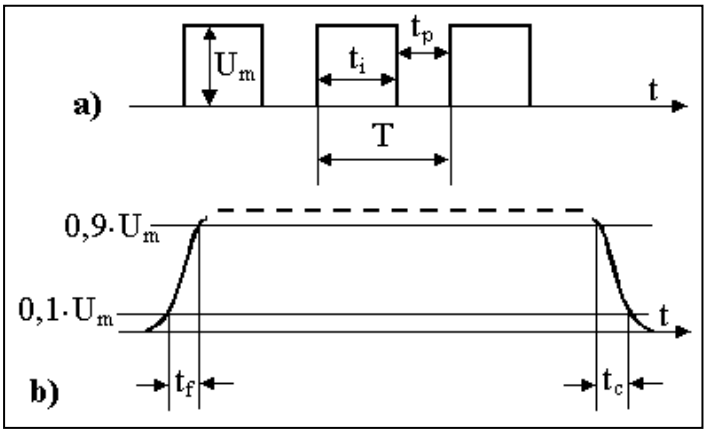


Fig. 5. 2 – Parametrii de bază ai impulsurilor dreptunghiulare

Cea mai mare precizie şi stabilitate la perturbații este asigurată prin metode numerice de impuls: informația se transmite sub formă numerică, prin care numerelor le corespunde un ansamblu determinat de impulsuri (cod). La MID şi MIF, deriva nulului amplificatoarelor nu influențează asupra preciziei de transmitere a semnalului de intrare, care, în acest caz, depinde numai de precizia de fixare a poziției în timp a impulsurilor. Cea mai mare precizie şi stabilitate la perturbații este asigurată prin metode numerice de impuls: informația se transmite sub formă numerică, prin care numerelor le corespunde un ansamblu determinat de impulsuri (cod). În figura 5.2.a este reprezentată succesiunea periodică a impulsurilor dreptunghiulare, iar în figura 5.2.b este reprezentat un impuls şi sistemul parametrilor de definire a acestuia. Aceşti parametri sunt:

- U_m – amplitudinea pulsului
- t_i – durata impulsului
- t_p – durata pauzei dintre impulsuri
- $T = t_i + t_p$ – perioada de repetiție a impulsurilor
- $f = 1/t_p$ – frecvența impulsurilor
- $Q = T/t_i$ – porozitatea impulsurilor

- t_f – timpul de creştere, definit ca fiind intervalul de timp în care tensiunea semnalului creşte de la $0,1 \cdot U_m$, la $0,9 \cdot U_m$, pe frontul anterior al impulsului
- t_c – timpul de scădere, definit ca fiind intervalul de timp în care tensiunea semnalului scade de la $0,9 \cdot U_m$, la $0,1 \cdot U_m$, pe frontul posterior al impulsului

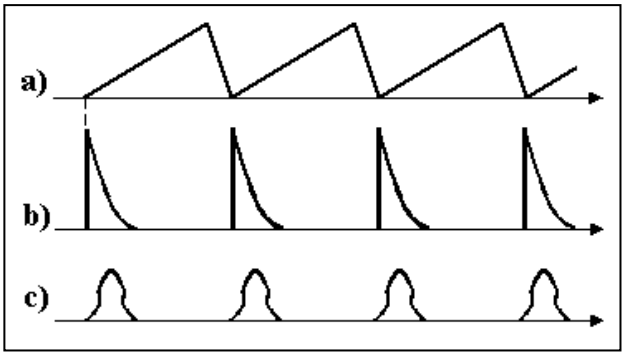


Fig. 5. 3 – Diferite forme de semnale în impulsuri

Pentru funcționarea normală a dispozitivelor de impulsuri, este necesar ca $t_f << t_i$ şi $t_c << t_i$, în caz contrar poziția în timp a impulsului neputând fi fixată cu precizie.

Pe lângă impulsurile dreptunghiulare, se folosesc frecvent impulsuri în forma de dinte de ferăstrău (figura 5.3.a), exponențiale, (figura 5.3.b), sau în formă de clopot (figura 5.3.c).

5.2. Regimul de comutație al tranzistorului

În tehnica de impulsuri au căpătat o utilizare largă etajele cu tranzistor în montaj emitor comun (figura 5.4.a) În figura 5.4.b sunt reprezentate caracteristicile de ieşire ale tranzistorului, pe care este trasată, de asemenea, dreapta de sarcină.

În regimul de comutație, tranzistorul se poate găsi în două stări:

a) starea blocată (închisă), în care, prin tranzistor trece un curent minim; starea corespunde punctului A pe diagrama din figura 5.4.b: $i_C = I_{CB0} \approx 0$, $u_C \approx E_C$. În acest caz, schema echivalentă a tranzistorului este cea din figura 5.5.a, care conține numai o sursă de curent, I_{CB0}, cuplată între bază şi colector. Pentru ca tranzistorul să se găsească în stare blocată, este necesară îndeplinirea condiției (pentru tranzistoare n-p-n).

$$u_B < 0 \qquad (5.\ 1)$$

Puterea care se pierde pe tranzistor în această stare, $P_C = u_C \cdot i_C$, este mică, deoarece i_C este mic.

b) starea de saturație, în care tensiunea minimă colector-emitor, u_{CE} este $u_{CE} = U_{CES} \approx 0$, starea corespunzând punctului B pe diagrama din figura 5.4.b. Curentul i_C este limitat de rezistorul RC şi are valoarea:

$$I_{CS} = \frac{E_C - U_{CS}}{R_C} \cong \frac{E_C}{R_C} \qquad (5.\ 2)$$

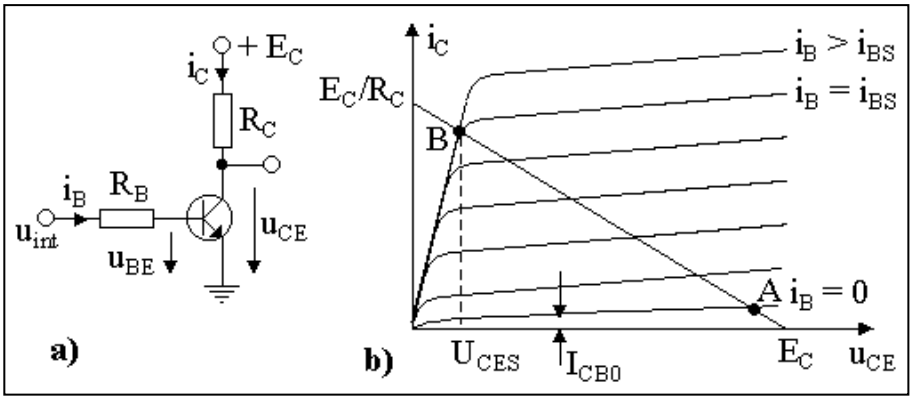


Fig. 5. 4 – Comutator cu tranzistor: schema (a) şi traiectoria punctului de lucru (b)

În regim de saturație, ambele joncțiuni ale tranzistorului sunt polarizate în sens direct, din care cauză, tensiunile dintre electrozii tranzistorului sunt mici. Schema echivalentă a tranzistorului în regim de saturație este dată în figura 5.5.b, care corespunde scurtcircuitului dintre toți electrozii tranzistorului.

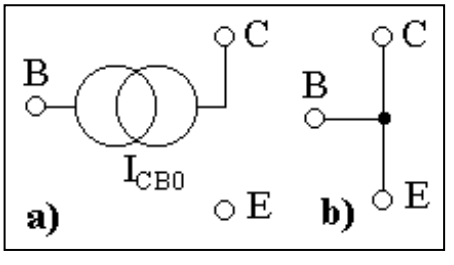


Fig. 5. 5 – Schema echivalentă a tranzistorului în regim blocat (a) şi de saturație (b)

Regimul de saturație se obține atunci când $i_B = I_{BS} = \frac{I_{CS}}{h_{21E}}$. Creşterea în continuare a curentului în bază, $i_B > I_{BS}$ nu modifică curentul de colector. Astfel, condiția de saturare a tranzistorului se scrie sub forma:

$$i_B \geq I_{BS} = \frac{I_{CS}}{h_{21E}} \qquad (5.\ 3)$$

unde $I_{CS} \approx \frac{E_C}{R_S}$.

Pentru saturarea fermă a tranzistorului, este necesară îndeplinirea condiției (5.3) pentru $h_{21E} = h_{21E\ min}$. Mărimea $S_S = \frac{i_B}{I_{BS}} \geq 1$ se numeşte factor de saturație al tranzistorului. În regim de saturație, puterea care se pierde pe tranzistor, $P_C = U_C \cdot i_c$ este mică, întrucât tensiunea este mică. Tensiunea U_{CES} este o dată de catalog. Pentru realizarea comutatoarelor electronice cu tranzistor, este recomandabilă alegerea unor tranzistoare cu $U_{CES} << E_C$. Trecerea tranzistorului dintr-o stare în alta are loc în salt, iar pierderile în acest caz sunt neglijabile.

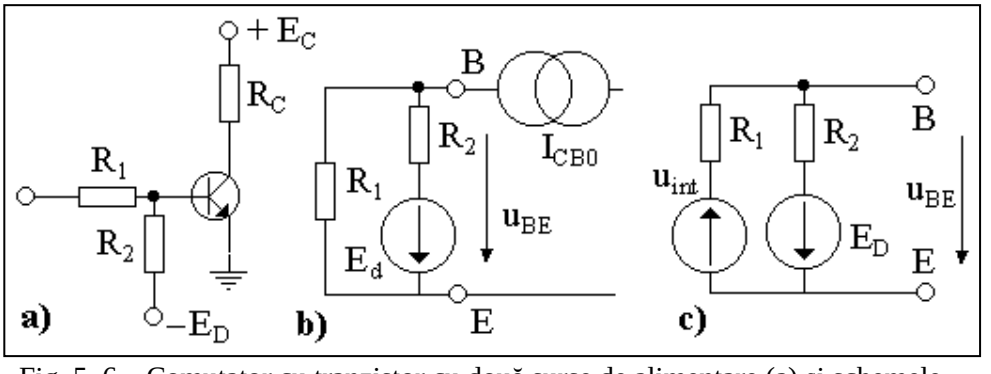


Fig. 5. 6 – Comutator cu tranzistor cu două surse de alimentare (a) şi schemele echivalente în regim de blocare (b) şi de saturație (c)

Schema comutatorului cu tranzistor folosită în mod frecvent este cea din figura 5.6.a. La aplicarea tensiunii pozitive la intrare, u_{int}, tranzistorul intră în starea de saturație. Când $u_{int} = 0$, sursa de tensiune $– E_d$, din baza tranzistorului, prin rezistorul R_2, asigură starea blocată a tranzistorului.

O utilizare largă au căpătat schemele de comutatoare cu tranzistoare cu efect de câmp. O astfel de schemă este cea din figura 5.7.a, în care se utilizează un TEC-MOS cu canal inițial n; în figura 5.7.b sunt reprezentate caracteristicile de drenă şi dreapta de sarcină pentru schema respectivă.

În stare de saturație a tranzistorului, tensiunea pe tranzistor este mică, iar curentul de drenă este: $I_{DS} = \frac{E_D - U_S}{R_D} \approx \frac{E_D}{R_D}$. Acest curent se poate exprima şi astfel: $I_{DS} = S(U_{GS} – U_{GSbl})$, unde S şi U_{GSbl} sunt panta, respectiv tensiunea de blocare a tranzistorului. Această stare se menține prin îndeplinirea condiției:

$$u_G \geq U_{GS} = \frac{E_D}{S \cdot R_D} + U_{GSbl} \qquad (5.\ 4)$$

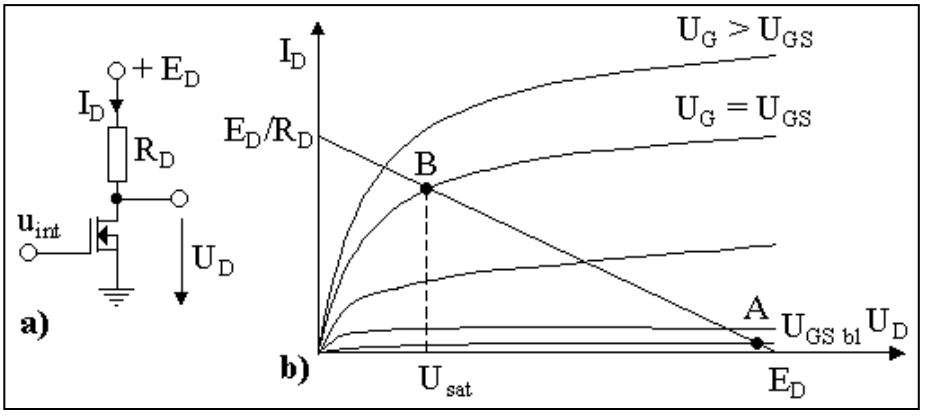


Fig. 5. 7 – Comutator cu TEC-MOS: schema (a) şi traiectoria punctului de funcționare (b)

Pentru starea de tranzistor blocat, la care $i_D = 0$, iar $u_D = E_D$, este necesar să se aplice pe grila tranzistorului o tensiune $u_G < U_{GS\,bl}$.

5.3. Regimul neliniar de funcționare a amplificatorului operațional. Comparatoare

În figura 5.8 este prezentată schema AO şi caracteristica de transfer a acestuia. Când $|u_{int1} - u_{int2}| > U_{lim}$, tensiunea de ieşire a AO este limitată de valorile $\pm U_{iesmax}$. Această limitare este determinată de faptul că, la semnale mari, tranzistoarele din etajele de ieşire ale AO funcționează în regim de saturație, astfel că tensiunea limită maximă, U_{iesmax}, este doar cu puțin mai mică decât tensiunea sursei de alimentare, E_a.

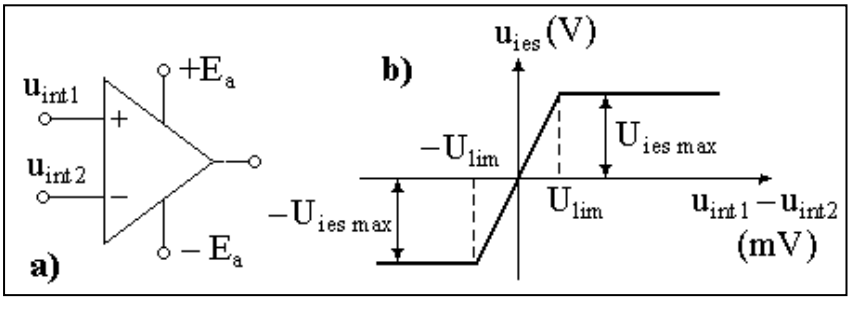


Fig. 5. 8 – Comparator cu AO: schema (a) şi caracteristica de transfer (b)

În acest fel, caracteristica de transfer a AO conține o regiune de saturație pozitivă ($\Delta U_{int} > U_{lim}$, $u_{ies} = U_{iesmax}$) şi una de saturație negativă ($\Delta U_{int} < -U_{lim}$, $u_{ies} = -U_{iesmax}$).

Dat fiind faptul că amplificarea A_u a amplificatorului operațional este foarte mare, tensiunea $U_{lim} = \frac{U_{iesmax}}{A_u}$ este foarte mică (de ordinul mV).

Astfel, se poate considera că, dacă $u_{int1} - u_{int2} > 0$, $u_{ies} = U_{iesmax}$, iar atunci când $u_{int1} - u_{int2} < 0$, $u_{ies} = -U_{iesmax}$. Acest lucru înseamnă că AO funcționează în acest caz ca un comparator, comparând tensiunile la intrări.

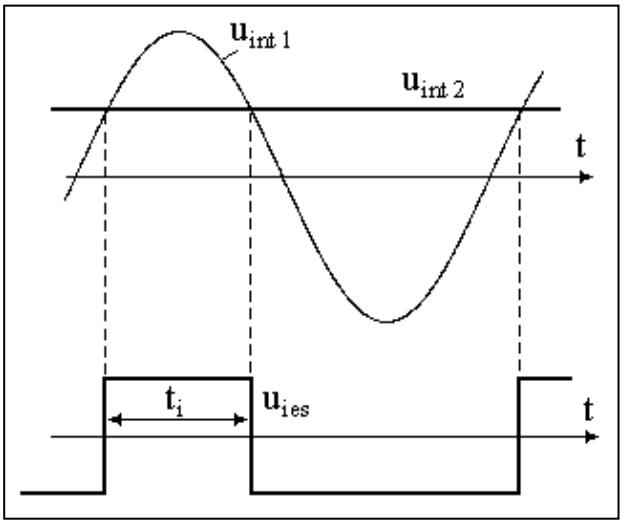


Fig. 5. 9 – Tensiunile la intrarea şi ieşirea comparatorului

În figura 5.9 sunt reprezentate două tensiuni de intrare şi tensiunea la ieşirea AO în cazul respectiv. Comparatorul comută în momentele de egalitate a tensiunilor, $u_{int1} = u_{int2}$ şi tensiunea de ieşire are forma impulsurilor dreptunghiulare. lățimea acestora, pentru o amplitudine dată a sinusoidei, depinde de valoarea u_{int2}. În schema analizată se realizează transformarea tensiunii u_{int2} în durată a impulsului. În figura 5.10.a este prezentată schema comparatorului cu reacție pozitivă, realizat cu AO, cunoscută şi sub numele de trigger Schmitt. În figura 5.10.b este prezentată caracteristica de transfer a acestui comparator. Când tensiunea negativă este mare la intrarea inversoare a AO, $u_{ies} = U_{iesmax}$. Tensiunea u_{pr}, la intrarea neinversoare este determinată de acțiunea u_{int} şi U_0. Aceasta se determină prin metoda superpoziției, având în vedere că, pentru ambele tensiuni, circuitul $R_1 - R_2$ este un divizor:

$$u_{pr} = U^*_1 = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{iesmax} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (5.\ 5)$$

Comparatorul se află în regim de saturație ($u_{ies} = U_{iesmax}$) atunci când $u_{int} < U^*_1$. Dacă $u_{int} = U^*_1$, are loc comutarea acestuia Dacă $u_{int} \approx U^*_1$, tensiunea de ieşire a AO începe să scadă. Creşterea cu valori negative a lui ΔU_{ies} pe circuitul $R_1 – R_2$ de reacție pozitivă se aplică la intrarea neinversoare a AO şi apare ΔU_{pr} negativă. AO amplifică această creştere şi la ieşire apare $|\Delta U'_{ies}| > |\Delta U_{ies}|$, care din nou produce o modificare a tensiunii la intrarea neinversoare a AO, $\Delta U'_{pr}$. Procesul se desfăşoară în avalanşă şi, când U_{ies} atinge valoarea $– U_{iesmax}$, încetează. În acest fel, reacția pozitivă accelerează procesul de comutare a comparatorului. Această comportare accelerată a comutației la orice dispozitiv, sub acțiunea reacției pozitive se numeşte proces regenerativ. Când $u_{ies} = – U_{iesmax}$,

$$u_{pr} = U^*_2 = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} – U_{iesmax} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (5.\ 6)$$

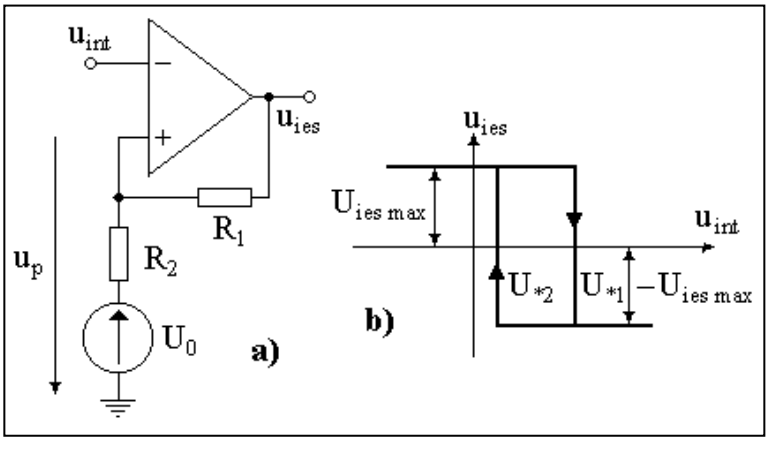


Fig. 5. 10 – Comparator cu reacție pozitivă (a) şi caracteristica de transfer a sa (b)

Saturația negativă a AO se menține atât timp cât $u_{int} < U^*_2$. La scăderea u_{int} la valoarea U^*_2 are loc o nouă comutare a comparatorului, procesul dezvoltându-se din nou regenerativ; tensiunea de ieşire atinge practic instantaneu valoarea U_{iesmax}. Astfel, caracteristica de transfer a comparatorului din figura 5.10 are caracter de histerezis şi comutarea la creşterea sau micşorarea uint se produce pentru tensiuni diferite, U^*_1 şi U^*_2. Lățimea buclei de histerezis ($U^*_1 – U^*_2$) crește odată cu creşterea raportului R_2/R_1.

Schemele regenerative au şi anumite deficiențe. Astfel, în apropierea pragului intrare în funcțiune, stabilitatea lor la perturbații este mică. O mică perturbație poate provoca creşterea lui ΔU_{ies}, care conduce la apariția procesului regenerativ de comutare.

5.4. Circuite RC formatoare de impulsuri

5.4.1. Circuite de diferențiere (derivare)

Schema circuitului RC derivator (de diferențiere) este reprezentată în figura 5.11.a.

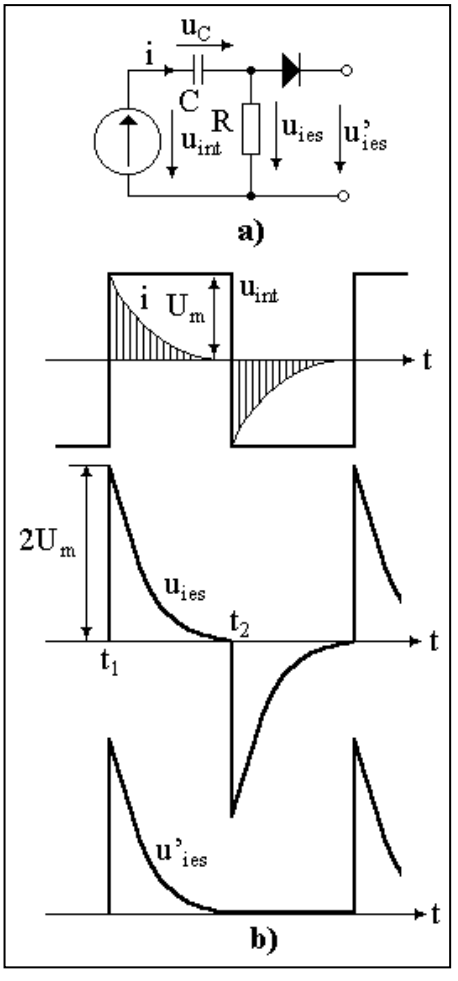


Fig. 5. 11 – Derivator (a) şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor în circuit (b)

La intrare se cuplează sursa de semnal dreptunghiular, u_{int}. În momentul t_1, tensiunea u_{int} variază în salt cu valoarea $2 \cdot U_m$. În acest moment, această tensiune se regăseşte în întregime pe rezistorul R, deci $u_{ies} = 2 \cdot U_m$. În continuare, începe încărcarea exponențială a condensatorului, u_C crescând de la zero spre valoarea $2 \cdot U_m$ şi determinând în acest fel scăderea exponențială a tensiunii u_{ies} până la zero (în condiția în care constanta de încărcare a

condensatorului, τ = RC este mai mică decât durata pulsului dreptunghiular aplicat la intrare). $u_{ies}(t) = u_{int}(t) - u_C(t)$. În momentul t_2, u_{int} scade brusc, tensiunea la ieşire având şi ea un salt, de la zero la $-2 \cdot U_m$. În continuare, condensatorul se descarcă exponențial prin rezistorul R şi se încarcă în sens invers, până la tensiunea $-U_m$. În continuare, fenomenele se repetă periodic. Astfel, pe rezistorul R se formează impulsuri exponențiale alternative, ale căror fronturi corespund fronturilor impulsurilor dreptunghiulare de intrare, u_{int}. Durata acestor impulsuri depinde de constanta τ = RC, putând fi apreciată la valoarea $t_i = (2 \div 3)\tau$. Pentru $\tau \to 0$, u_{ies} corespunde valorii $\frac{du_{int}}{dt}$.

Deseori, la ieşire se folosesc diode pentru obținerea numai a impulsurilor de un anumit sens. Forma tensiunilor în circuit este prezentată în diagramele din figura 5.11.b.

5.4.2. Circuite de integrare

Circuitul RC poate fi folosit şi conform schemei din figura 5.12.a, caz în care $u_{ies} = u_C$. Procesul de încărcare a condensatorului este descris de ecuația diferențială:

$$RC\frac{du_C}{dt} + u_C = E \qquad (5.\ 7)$$

Soluția acesteia este:

$$u_{ies} = u_C(t) = E - \left[E - U_C(0)\right] \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (5.\ 8)$$

unde $U_C(0)$ este tensiunea pe condensator la momentul t = 0 şi τ = RC este constanta de timp a circuitului. Tensiunea pe condensator creşte exponențial (integrare a curentului, figura 5.12.b).

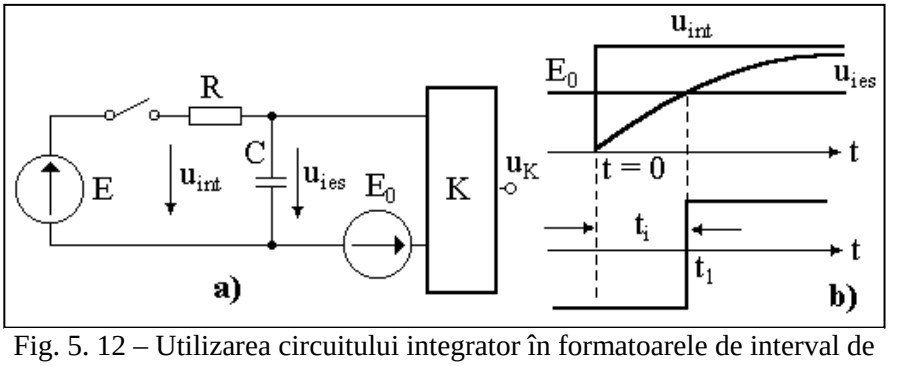


Fig. 5. 12 – Utilizarea circuitului integrator în formatoarele de interval de timp (a) şi diagramele de timp ale tensiunilor (b)

În sistemele de impulsuri, circuitul din figura 5.12.a se completează deseori cu un comparator, K; la una din intrările acestuia se aplică tensiunea

de ieşire a integratorului, u_{ies}, iar la cealaltă se aplică o tensiune cu valoarea constantă, $E_0 < E$.

În momentul t_1, $u_{ies} = u_C = E_0$ şi comparatorul comută. Blocul de impulsuri din figura 5.12.a formează intervalul de timp dintre momentul de închidere a comutatorului (momentul t = 0) şi momentul de acționare a comparatorului, $t_1 = t_i$. Acest interval de timp depinde de valorile E, $U_C(0)$, E_0 şi τ. Astfel, în momentul t_1, relația (5.8) se scrie sub forma:

$$E - [E - U_C(0)] \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = E_0.$$

Prin logaritmarea acestei expresii, se obține durata intervalului:

$$t_i = \tau \cdot \ln \frac{E - U_C(0)}{E - E_0} \qquad (5.9)$$

5.5. Circuitul basculant astabil (multivibrator) cu amplificator operațional

Multivibratorul este un generator de impulsuri periodice dreptunghiulare. El este autogenerator şi funcționează fără aplicarea la intrare a unei anumite tensiuni.

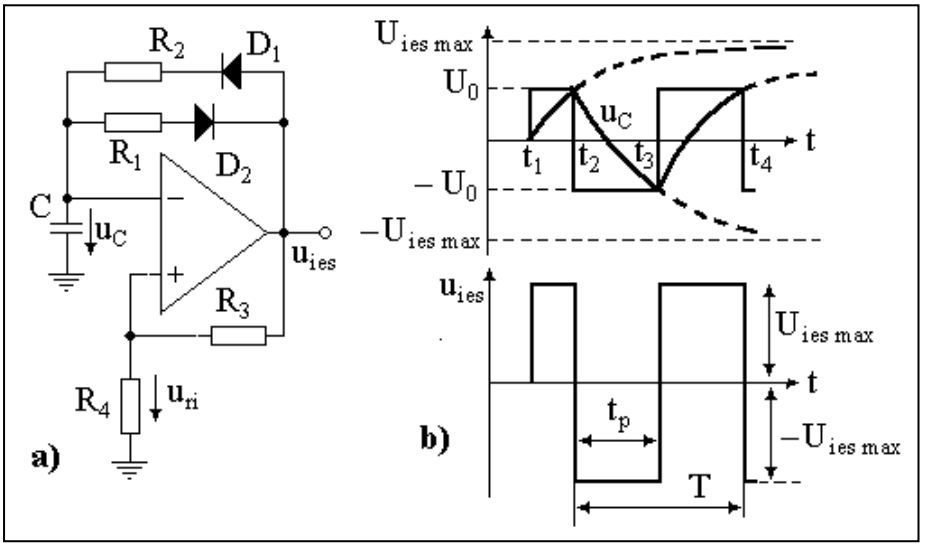


Fig. 5. 13 – Multivibrator cu AO (a) şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor în circuit (b)

Schema multivibratorului cu AO este prezentată în figura 5.13.a. Condensatorul C şi rezistoarele R_1 şi R_2 formează un circuit RC de integrare. La încărcarea condensatorului este deschisă dioda D_1, curentul trecând prin

R_1. La descărcarea condensatorului este deschisă dioda D_2, curentul trecând prin R_2. Sursa de tensiune E este reprezentată de circuitul de ieşire al AO. Comparatorul este realizat cu AO cu reacție pozitivă. La comutarea acestuia, tensiunea sa de ieşire determină comutarea circuitelor de încărcare şi descărcare a condensatorului C, AO îndeplinind simultan funcțiile de sursă de tensiune pentru încărcarea şi descărcarea condensatorului, comparator şi comutator.

Să considerăm că, la momentul $t < t_1$, sursa de alimentare simetrică a AO este decuplată, $E_a = -E_a = 0$. Condensatorul C este descărcat, $u_C = 0$. La momentul t_1 se cuplează sursa de alimentare a AO. Tensiunea de ieşire a acestuia, u_{ies} suferă o variație spre valori pozitive sau negative (în mod aleator). Considerăm că are loc o creştere pozitivă a lui u_{ies}, ΔU_{ies}. această creştere este amplificată în avalanşă şi, drept urmare, practic la momentul t_1, u_{ies} creşte în salt la valoarea U_{iesmax}. Începând din acest moment, condensatorul C se încarcă prin R_1 până la tensiunea U_{iesmax}, cu constanta de timp $\tau_1 = R_1C$. Tensiunea u_C, care creşte exponențial, se aplică la intrarea inversoare a AO, la intrarea neinversoare, prin circuitul de reacție pozitivă aplicându-se tensiunea $u_{ri} = U_{iesmax} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$.

La momentul t_2, tensiunea u_C pe condensator atinge valoarea U_0, comparatorul comută printr-un proces regenerativ care se termină atunci când $u_{ies} = -U_{iesmax}$. Din momentul t_2, începe încărcarea cu polaritate inversă a condensatorului prin rezistorul R_2, cu constanta de încărcare $\tau_2 = R_2C$, până la tensiunea $-U_0$. Acționând asupra diodelor D_1 şi D_2, comparatorul realizează comutarea circuitelor de încărcare şi descărcare a condensatorului. Când $t_2 < t < t_3$, la intrarea neinversoare a AO: $u_{ri} = -U_{iesmax} \frac{R_4}{R_3 + R_4} = -U_0$.

Condensatorul C nu se încarcă până la $-U_{iesmax}$ pentru că, în momentul t_2 tensiunea pe acesta atinge valoarea $-U_0$ şi, din nou, se produce comutarea regenerativă a comparatorului, când se stabilizează valoarea tensiunii $u_{ies} = U_{iesmax}$, $u_{ri} = U_0$. În acest moment, începe o nouă încărcare a condensatorului prin R_1, iar când $u_C(t_4) = U_0$, comparatorul comută din nou şi aşa mai departe.

Procesul stabilizat începe când $t = t_2$ şi se caracterizează prin modificarea tensiunii pe condensator de la valoarea U_0 la $-U_0$ şi invers. Intervalul $[t_3, t_4]$ determină durata impulsului t_i, durata pauzei fiind $[t_2, t_3]$. Determinarea acestor intervale se face analizând încărcarea condensatorului C de la sursa $E = U_{iesmax}$, cu constanta de timp $\tau_1 = R_1C$. Procesul începe când $u_C(0) = -U_0$ (figura 5.13, momentul t_2) şi se termină când $u_C(t_i) = U_0$. Conform relației (5.9),

$$t_i = R_1 C \cdot \ln \frac{U_{iesmax} + U_0}{U_{iesmax} - U_0} \qquad (5.\ 10)$$

Având în vedere dependența U_0 în funcție de U_{iesmax},

$$t_i = R_1 C \cdot \ln\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right).$$

Intervalul pauzei, t_p se determină din analiza încărcării condensatorului C de la sursa $-U_{iesmax}$ cu constanta de timp $\tau_2 = R_2 C$.

$u_C(0) = U_0$, $u_C(t_p) = -U_0$. Conform relației (5.9),

$$t_p = R_2 C \cdot \ln \frac{U_{iesmax} + U_0}{U_{iesmax} - U_0} = R_2 C \cdot \ln\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \qquad (5.\ 11)$$

Perioada este:

$$T = t_i + t_p = (R_1 + R_2) C \cdot \ln\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \qquad (5.\ 12)$$

iar porozitatea:

$$Q = \frac{T}{t_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \qquad (5.\ 13)$$

Valorile lui t_i, t_p, T şi Q nu depind de parametrii AO, ceea ce asigură stabilitatea frecvenței multivibratorului. La reglarea frecvenței, porozitatea nu trebuie să se modifice, în care scop, se pot folosi următoarele metode de reglare a frecvenței:

a) prin modificarea capacității condensatorului C - metodă dificilă în privința complexității soluțiilor;
b) prin modificarea raportului R_3/R_4 (modificarea uneia din aceste rezistențe), având drept rezultat modificarea lui U_0. De exemplu, dacă R_4 creşte, creşte şi U_0, şi, pentru că tensiunea de încărcare a condensatorului este mai mare, cum constanta sa de încărcare este aceeaşi, timpul de încărcare t_i trebuie să crească. La fel se modifică t_p şi deci frecvența scade.

La reglarea lui Q, este necesar să se mențină constantă valoarea lui f, adică, prin creşterea duratei impulsului, este necesar să se micşoreze durata pauzei cu aceeaşi valoare. În acest scop, R_1 şi R_2, din schema din figura 5.13, se realizează sub forma unui potențiometru, al cărui cursor este legat la intrarea inversoare a AO, iar capetele la catodul diodei D_1, respectiv la anodul diodei D_2. La reglare, cursorul se deplasează astfel încât suma $R_1 + R_2$ rămâne constantă (relațiile 5.12, 5.13).

5.6. Circuitul basculant monostabil cu amplificator operațional

Acest circuit formează un impuls singular de formă dreptunghiulară şi durată fixă, care apare la ieşirea montajului atunci când la intrare se aplică un scurt impuls. Schema este prezentată în figura 5.14.a. Monostabilul conține un condensator C_1, legat la ieşirea comparatorului cu AO prin rezistorul R. Comparatorul este realizat pe baza schemei cu reacție pozitivă, prin circuitul R_3 – R_5. Şi în această schemă, AO îndeplineşte mai multe funcții: comparator, sursă de tensiune de încărcare a condensatorului şi comutator. Dioda D_1 determină tensiunea inițială pe condensator, $u_C(0)$. Elementele C_2, R_4, R_5, D_2 formează circuitul de pornire, prin acesta aplicându-se impulsul scurt de pornire, u_{int}. Circuitul C_2 – R_5 este un circuit de derivare. Diagramele de timp ale tensiunilor în montaj sunt prezentate în figura 5.14.b.

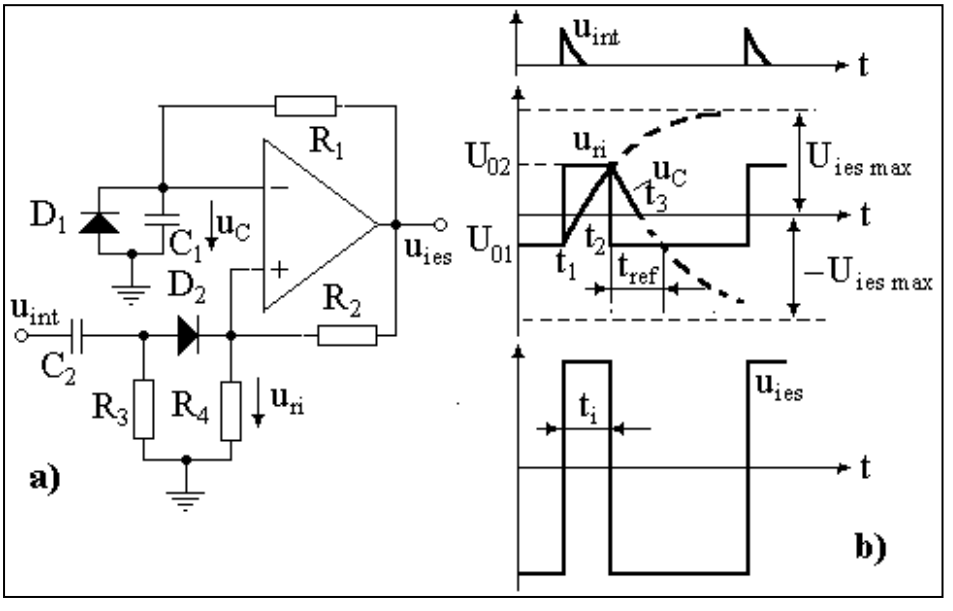


Fig. 5. 14 – Monostabil cu AO (a) şi diagramele de timp ale curenților şi tensiunilor în circuit (b)

Analiza funcționării pe etape a monostabilului se face astfel:

- etapa I (starea inițială, etapa de aşteptare): $u_{int} = 0$. Considerăm comparatorul aflat în starea $u_{ies} = -U_{iesmax}$. Condensatorul C_1 este descărcat, deoarece dioda D_1 împiedică încărcarea acestuia prin rezistorul R de la tensiunea de ieşire a AO. Această stare este stabilă şi poate dura teoretic la infinit, dacă $u_{ri} < u_C$, prin urmare comparatorul se găseşte în starea de saturație negativă.

$$u_{ri} = -U_{iesmax}\frac{\dfrac{R_3R_4}{R_3+R_4}}{R_2+\dfrac{R_3R_4}{R_3+R_4}} = U_{01} \qquad (5.\ 14)$$

- etapa a II-a (formarea impulsului). Când $u_{int} > 0$, la intrarea neinversoare a AO se aplică tensiunea de intrare, care depăşeşte valoarea tensiunii de la această intrare aplicată de la ieşire prin R_2. Cum la intrarea inversoare se menține $u_C(t_1) = 0$, comparatorul comută regenerativ şi tensiunea la ieşirea acestuia atinge în salt valoarea $u_{ies} = U_{iesmax}$. În etapa de formare a impulsului nu mai este necesară menținerea tensiunii la intrare după comutarea comparatorului, pentru că saturația pozitivă a AO este menținută de către tensiunea care se aplică de la ieşirea acestuia la intrarea neinversoare, prin circuitul $R_3 – R_4$. Din această cauză, impulsul de intrare al monostabilului poate fi destul de scurt. Când $t > t_1$, condensatorul C_1 se încarcă prin rezistorul R, cu constanta $\tau = RC_1$. Etapa de formare a impulsului se termină în momentul t_2, când tensiunea pe condensator atinge valoarea tensiunii de reacție pozitivă la intrarea neinversoare:

$$u_C(t_2) = u_{ri}(t_2) = U_{iesmax}\frac{R_4}{R_3+R_4} = U_{02} \qquad (5.\ 15)$$

  În acest moment, comparatorul comută regenerativ.
- etapa a III-a (refacerea stării inițiale). În momentul t_2, se stabileşte în salt $u_{ies} = – U_{iesmax}$. Condensatorul C_1 începe să se descarce prin rezistorul R cu constanta $\tau = RC_1$. În momentul t_3, tensiunea pe condensator atinge valoarea $u_C(t_3) = 0$ şi se deschide dioda D_1, care împiedică scăderea în continuare a tensiunii pe condensator. În momentul t_3, procesul de refacere se termină, iar monostabilul este pregătit pentru primirea unui alt impuls la intrare.

Pentru calcularea duratei impulsului, se procedează astfel: începutul formării acestuia are loc la momentul t_1 (figura 5.14.b), $u_C(0) = 0$, $E = U_{iesmax}$, constanta de timp a condensatorului, $\tau = RC_1$. În momentul de acționare a comparatorului, $u_C(t_2) = U_{02}$. Introducând aceste mărimi în relația (5.9) şi având în vedere legătura dintre U_{02} şi U_{iesmax}, se obține:

$$t_i = RC_1 \cdot \ln\frac{U_{iesmax}}{U_{iesmax}-U_{02}} = RC_1 \cdot \ln\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right) \qquad (5.\ 16)$$

Asemănător se calculează durata etapei de refacere, $t_{ref} = t_3 – t_2$. În acest scop, se introduc în (5.9) valorile: $U_C(0) = U_{02}$, $E = – U_{iesmax}$, $\tau = RC_1$, $u_C(t_3) = 0$. Se obține:

$$t_{ref} = -RC_1 \cdot \ln \frac{-U_{ies\,max} - U_{02}}{-U_{ies\,max}} = RC_1 \cdot \ln \frac{R_3 + 2R_4}{R_3 + R_4} \qquad (5.\ 17)$$

Reglarea duratei impulsului monostabilului, t_i, se poate face prin următoarele metode:

a) modificarea lui R sau a lui C_1, modificând astfel viteza de încărcare a condensatorului C_1;
b) modificarea raportului R_3/R_4, modificând astfel tensiunea de acționare a comparatorului, U_{02} şi, în acest fel, timpul în care tensiunea pe condensator crește până la valoarea U_{02}.

5.7. Generatoare de tensiune liniar variabilă (GTLV)

Generatoarele de tensiune liniar variabilă formează tensiuni în formă de dinte de ferăstrău. Pentru realizarea dependenței liniare a tensiunii în funcție de timp, deseori se folosește procesul de încărcare (descărcare) a unui condensator în curent continuu. În figura 5.15.a este prezentată schema unui GTLV, diagramele de timp a tensiunii fiind dată în figura 5.15.b.

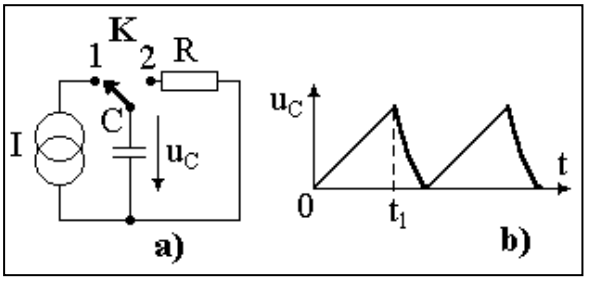


Fig. 5. 15 – Schemă de formare a tensiunii liniar variabile

Când comutatorul K este în poziția 1, condensatorul se încarcă de la sursa de curent constant, I şi tensiunea pe acesta crește:

$$u_C = \frac{1}{C}\int_0^t I \cdot dt + U_C(0) = I\frac{t}{C} + U_C(0) \qquad (5.\ 18)$$

unde t = 0 este momentul de începere a încărcării condensatorului.

În momentul t_1, comutatorul trece în poziția 2 şi condensatorul începe să se descarce prin rezistorul R. După descărcarea condensatorului până la tensiunea $U_C(0) = 0$, comutatorul trece din nou în poziția 1, procesul repetându-se.

În schema integratorului analizat în paragraful 4.12, condensatorul se încarcă liniar în timp, dacă la intrarea acestuia se aplică o tensiune constantă (figura 4.18.b). Când la intrare se aplică $U_{int^*} > 0$, tensiunea la ieşire scade liniar, astfel:

$$u_{ies} = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_{int*}\cdot dt + U_{ies}(0) = -\frac{U_{int*}}{RC}t + U_{ies}(0) \qquad (5.\ 19)$$

Când $u_{int} = -U_{int*}$, tensiunea de ieşire creşte liniar:

$$u_{ies} = \frac{1}{RC}\int_0^t U_{int*}\cdot dt + U_{ies}(0) = \frac{U_{int*}}{RC}t + U_{ies}(0) \qquad (5.\ 20)$$

În figura 5.16.a este prezentată schema unui GTLV cu comandă exterioară (u_{CO} este tensiunea de comandă) şi diagramele de timp ale tensiunilor. Schema se compune dintr-un comparator şi un integrator.

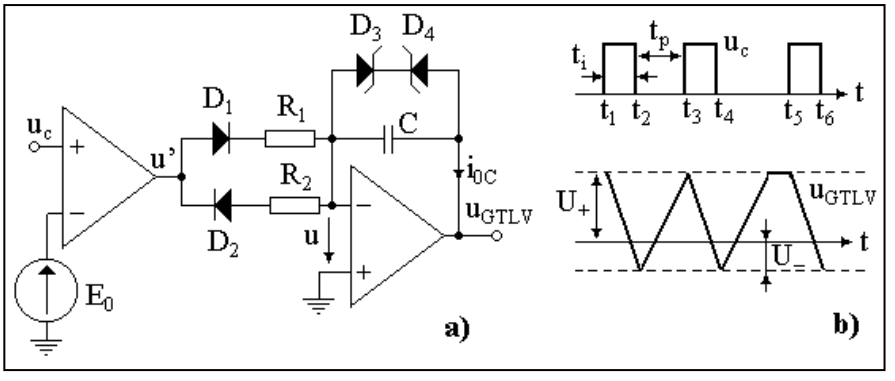


Fig. 5. 16 – Schema GTLV cu comandă externă (a) şi diagramele de timp ale semnalelor (b)

Durata t_i a impulsului pozitiv de intrare determină durata etapei de scădere a tensiunii de ieşire, u_{GTLV} (figura 5.16.b) Durata etapei de creştere a u_{GTLV} este egală cu pauza t_p dintre impulsurile de comandă, u_{CO}. Când se aplică tensiunea de intrare, cu amplitudinea $U_{com} > E_0$, comparatorul trece în starea de saturație pozitivă, $u' = U_{iesmax}$. Dioda D_1 se deschide şi tensiunea u_{GTLV} scade liniar. Introducând $R = R_1$ în relația (5.19), panta tensiunii u_{GTLV} în intervalul de scădere, $[t_1, t_2]$ este:

$$S_{sc} = \frac{du_{GTLV}}{dt} = -\frac{U_{iesmax}}{R_1 C} \qquad (5.\ 21)$$

La întreruperea impulsului u_{CO}, sub acțiunea tensiunii E_0 la intrarea inversoare, comparatorul trece în starea de saturație negativă, $u' = -U_{iesmax}$. Dioda D_2 se deschide şi integratorul formează o tensiune liniar crescătoare. Introducând $R = R_2$ în relația (5.20), panta de creştere a u_{GTLV} în intervalul $[t_2, t_3]$ este:

$$S_{cr} = \frac{du_{GTLV}}{dt} = \frac{U_{iesmax}}{R_2 C} \qquad (5.\ 22)$$

GTLV cu comandă externă are o caracteristică importantă: regimul stabilizat se obține numai în acel caz, când ΔU_{GTLV} sunt egale în etapele de

creştere şi de scădere; în caz contrar, valoarea medie a tensiunii de ieşire începe să crească (sau să scadă), ceea ce, în final, conduce la saturația AO al integratorului. Condiția de funcționare stabilă a GTLV se reduce la:

$$-t_i \cdot S_{sc} = t_p S_{cr} \qquad (5.\ 23)$$

În practică, valorile maximă şi minimă ale tensiunii u_{GTLV} sunt limitate. Astfel, în schema din figura 5.16.a, pentru limitarea u_{GTLV}, se introduc diodele stabilizatoare D_3 şi D_4. Când $0 < u_{GTLV} < U_+$, pe dioda D_4 acționează tensiunea directă $U_{D4} = 0$, dioda D_3 este polarizată invers şi prin circuitul acesteia trece curentul $I_0 \approx 0$. În acest fel, în acest caz, diodele stabilizatoare practic nu influențează procesul de descărcare a condensatorului.

Când se atinge valoarea $u_{GTLV} = U_+ = |U_{stD3}|$, unde U_{stD3} este tensiunea de străpungere (stabilizare) a diodei D_3, aceasta funcționează în regim de străpungere, descărcarea condensatorului încetează şi curentul $i_{ri} = u'/R_1$ trece prin diodele stabilizatoare. În acest fel, tensiunea u_{GTLV} este limitată sus de valoarea U_+. Într-un mod asemănător, u_{GTLV} este limitată jos de valoarea $U_- = -|U_{stD4}|$, unde U_{stD4} este tensiunea de stabilizare a lui D_4. În figura 5.16.b, se poate observa funcționarea limitatorului cu diode stabilizatoare la momentul t_5. Intervalul pauzei dintre impulsurile de comandă al doilea şi al treilea este suficient de mare, motiv pentru care, la momentul t_5 u_{GTLV} atinge valoarea U_+. Această tensiune rămâne constantă până la sosirea impulsului următor, în momentul t_6, când începe procesul de formare a scăderii tensiunii.

Există GTLV care funcționează în regim de autogenerator, deci fără semnal de comandă, aşa cum este cazul schemei din figura 5.17.a, diagramele de timp ale semnalelor în acest caz fiind cele din figura 5.17.b. Această schemă se deosebeşte de cea analizată mai sus prin existența circuitului de reacție format de R_3 şi R_4.

Tensiunea de reacție, u_{ri} este: $u_1 + u_2$, unde u_1 este u_{ri} când $u_{GTLV} = 0$, iar u_2 este u_{ri} când $u' = 0$. Se obține:

$$u_{ri}(t) = u' \frac{R_3}{R_3 + R_4} + u_{GTLV} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \qquad (5.\ 24)$$

La momentul t_1, comparatorul trece în starea de saturație negativă, când $u' = -U_{iesmax}$. Se deschide dioda D_2 în integrator începe procesul de formare a tensiunii liniar crescătoare, u_{GTLV}. În intervalul $[t_1, t_2]$, tensiunea u_{ri} creşte de asemenea liniar, conform relației (5.24). La momentul t_2, din această relație rezultă:

$$u_{ri}(t_2) = -U_{iesmax} \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_+ \frac{R_4}{R_3 + R_4} = E_0 \qquad (5.\ 25)$$

În acest moment, comparatorul comută şi tensiunea la ieşirea acestuia se modifică în salt la valoarea $u' = U_{iesmax}$. Conform relației (5,24), u_{ri} suferă,

de asemenea, un salt, procesul de comutare a comparatorului dezvoltându-se regenerativ, datorită reacției pozitive. În intervalul [t_2, t_3] dioda D_1 este deschisă şi integratorul formează tensiunea liniar descrescătoare u_{GTLV}. Tensiunea u_{ri} scade şi ea liniar şi, la momentul t_3 relația (5.24) devine:

$$u_{ri}(t_3) = U_{iesmax}\frac{R_3}{R_3+R_4} + U_{-}\frac{R_4}{R_3+R_4} = E_0 \qquad (5.\ 26)$$

Comparatorul comută din nou regenerativ, începând să se formeze sectorul liniar crescător al u_{GTLV}.

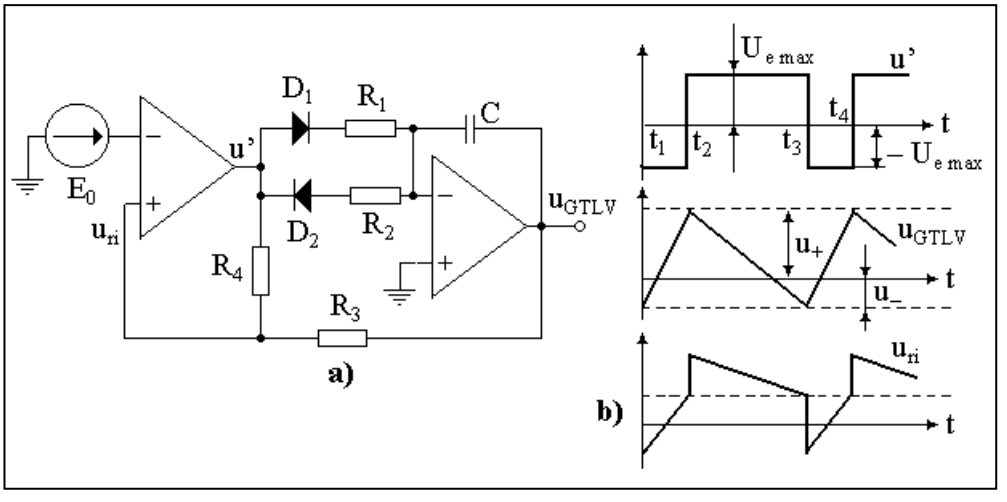


Fig. 5. 17 – Schema GTLV autogenerator (a) şi diagramele de timp ale semnalelor (b)

Schema din figura 5.17 poate fi utilizată şi ca multivibrator, caz în care tensiunea de ieşire se culege de la ieşirea comparatorului.

Pe baza GTLV, se construiesc sistemele de baleiaj la osciloscoapele electronice, diferite dispozitive de conversie (tensiune-timp, tensiune-frecvență, tensiune-defazare, etc.) şi altele. Pentru exemplificare, să analizăm dispozitivul a cărui schemă este cea din figura 5.18.a. El se compune din GTLV a cărui ieşire este conectată la una din intrările comparatorului K, la cealaltă intrare a acestuia aplicându-se semnalul de intrare. Comparatorul fixează egalitatea: $u_{GTLV}(t) = u_i(t)$.

În momentul t_2 (figura 5.18.b), $u_{GTLV} = S_{cr}\cdot t_i$, unde $t_i = t_2 - t_1$. Atunci, $t_i = \frac{u_i}{S_{cr}}$. Prin comutarea comparatorului, la ieşirea acestuia se formează impulsuri dreptunghiulare, a căror durată este direct proporțională cu valoarea curentă a lui u_i. Când $u_e > 0$, se închide comutatorul Com şi, pe sarcina R_{S2} apare pachetul de impulsuri de la ieşirea multivibratorului, al căror număr este direct proporțional cu intervalul t_i şi cu tensiunea u_i.

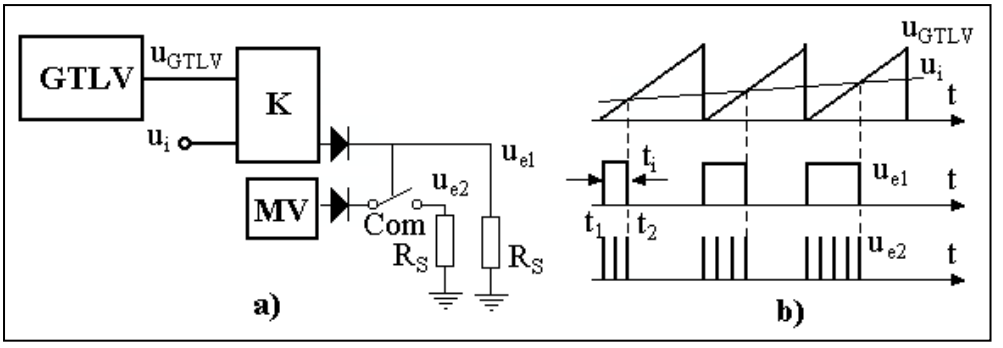


Fig. 5. 18 – Schema convertorului de tensiune în durata sau numărul impulsurilor (a) şi diagramele de timp ale semnalelor (b)

Astfel, dispozitivul îndeplineşte fie funcția de convertor al tensiunii în durata impulsurilor (u_{e1}), fie funcția de convertor de tensiune în număr de impulsuri (u_{e2}).

5.8. Generatoare blocking

În general, utilizarea circuitelor integrate în tehnica impulsurilor a dus la reducerea severă a folosirii elementelor magnetice, datorită condițiilor de reducere a gabaritului şi de creştere a fiabilității. Totuşi, există unele cazuri în care se justifică această utilizare, în special în etajele de ieşire ale dispozitivelor de impulsuri destinate să transmită în sarcină o anumită putere. Cuplarea prin transformator a sarcinii asigură decuplarea galvanică a circuitelor şi adaptarea valorii tensiunii. Formatoarele regenerative magnetice de tensiuni dreptunghiulare cu tranzistoare şi cu reacție pozitivă prin transformator se numesc generatoare blocking. În figura 5.19.a este prezentată schema unui astfel de generator, care funcționează în regim de aşteptare, adică îndeplineşte funcția de monostabil.

Când la intrare se aplică un impuls scurt de pornire, u_i, se formează la ieşire un impuls dreptunghiular, u_e, cu durata t_i. Schema este un comutator cu tranzistor, în circuitul de colector al căruia se cuplează bobina primară a transformatorului, sarcina fiind cuplată la bobina secundară a acestuia. Reacția pozitivă se realizează prin bobina de reacție şi rezistorul R_1. Regimul inițial de blocare a tranzistorului este asigurat de sursa – E_d, legată în baza acestuia prin rezistorul R_2. Se pot evidenția trei etape în funcționarea generatorului:

- etapa I (starea de aşteptare), când tranzistorul este blocat:

$$u_B = I_{CB0} \cdot R_2 - E_d < 0,\ u_{CE} \approx E_C,\ u_e = 0.$$

- etapa a II-a (formarea impulsului): la momentul t_1, la intrare se aplică un impuls pozitiv, u_i, tranzistorul începe să se deschidă şi curentul i_C trece

prin bobina primară, pe care produce o cădere de tensiune, care se transferă în bobina de reacție și determină deschiderea tranzistorului; procesul este regenerativ și se dezvoltă în avalanșă, având drept rezultat saturarea tranzistorului: $u_{CE} \approx 0$; curentul bazei care saturează tranzistorul este:

$$i_{ri} = \frac{u_{ri}}{R_1} = \frac{E_C w_{ri}}{R_1 w_1} \qquad (5.\ 27)$$

unde w_{ri} și w_1 reprezintă numărul de spire ale bobinei de reacție, respectiv ale bobinei primare.

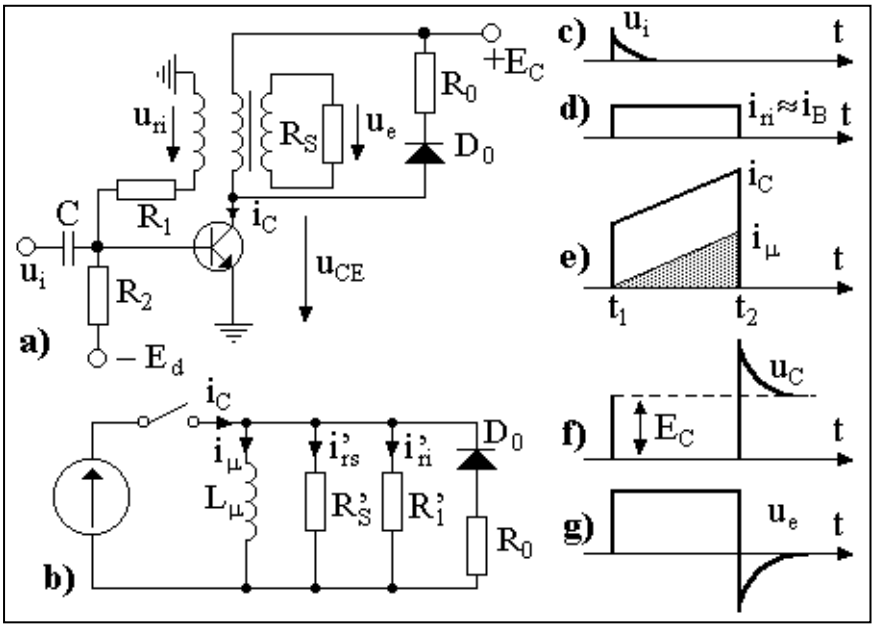


Fig. 5. 19 – Schema generatorului blocking (a), schema sa echivalentă (b) și diagramele de timp ale semnalelor (c-g)

După saturarea tranzistorului, impulsul de intrare poate lipsi, tranzistorul rămânând deschis. Curentul de colector are trei componente: $i_C = i'_i + i'_{ri} + i'_{ri} + i_\mu$, unde $i'_i = i_i \frac{w_2}{w_1}$, $i'_{ri} = i_{ri} \frac{w_{ri}}{w_1}$ și $i_\mu = \frac{E_C}{L_\mu}(t - t_1)$ (L_μ – inductanța de magnetizare a transformatorului). Pe măsura magnetizării circuitului magnetic al transformatorului, curentul i_{pr} crește, curentul i_C crescând și el, în timp ce $i_B \approx i_{ri}$ rămâne constant. Ca rezultat, la momentul t_2 condițiile de saturație a tranzistorului nu mai sunt îndeplinite și acesta începe să se închidă. Astfel, u_{CE} crește, ceea ce duce la dezvoltarea procesului regenerativ de blocare, care se termină când tranzistorul este blocat complet.

- etapa a III-a (refacerea situației inițiale); creşterea tensiunii u_{CE} poate duce la străpungerea tranzistorului, motiv pentru care în circuit este plasat grupul de protecție $R_0 - D_0$; când $u_{CE} > E_C$, dioda D_0 se deschide şi energia acumulată în miezul magnetic al transformatorului se disipă în rezistorul R_0. Scăderea exponențială a lui u_{CE} (figura 5.19.f) se face cu constanta $\tau_{ref} = L_\mu \frac{R_0 + R'_S}{R_0 R'_S}$, unde $R'_S = R_S \frac{w_1^2}{w_2^2}$.

Modificarea lui E_d poate transforma generatorul blocking în regim de autogenerator, în care, după terminarea etapei de refacere, începe formarea unui alt impuls, fără comandă externă ($u_i = 0$). Trecerea în regimul de autogenerator se poate face prin creşterea spre valori pozitive a lui E_d, când, la un moment dat, nu se mai îndeplinesc condițiile de blocare a tranzistorului în starea inițială.

6. ELECTRONICA DIGITALĂ

Dispozitivele analogice sunt acele dispozitive la care semnalul la ieşire variază continuu, chiar şi atunci când la intrare semnalul este variabil în trepte. Semnalele digitale (numerice), au variaţii în trepte şi, în cele mai multe cazuri, acestea au numai două niveluri: nivelul înalt, asociat de regulă cu tensiunea de + (5 ÷ 15) V şi nivelul scăzut, asociat valorii de 0 V.

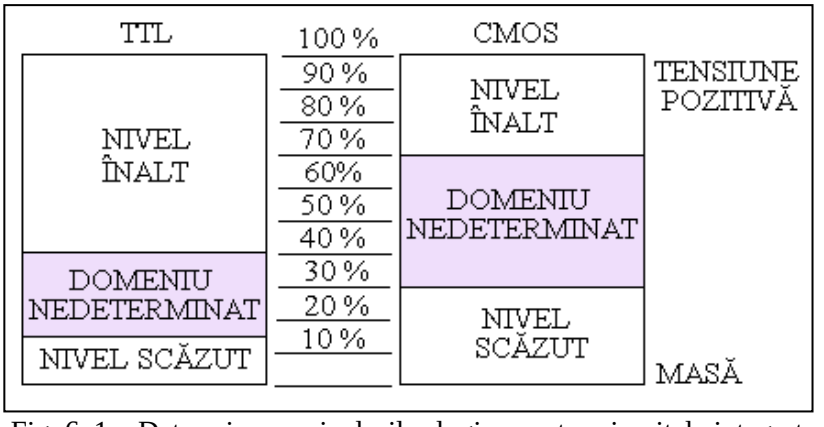


Fig. 6. 1 – Determinarea nivelurilor logice pentru circuitele integrate TTL şi CMOS

Dispozitivele la care se folosesc semnale digitale sunt dispozitive digitale, sau numerice. În general, pentru generarea şi prelucrarea semnalelor digitale, se utilizează circuite integrate. Semnalul numeric reprezintă deci o succesiune a două niveluri de tensiune, bine determinate. La circuitele integrate logice de tip TTL, nivelul înalt este asociat tensiunii de + 5 V, pe când, pentru unele circuite de tip CMOS, el este asociat tensiunii de + 15 V.

Nivelurile logice pentru cele două tipuri de circuite integrate sunt reprezentate în figura 6.1. Pentru generarea semnalelor numerice se folosesc circuitele basculante monostabile, bistabile şi astabile.

6.1. Sisteme de numeraţie în electronica digitală. Elemente de logică booleană (binară) şi circuite logice

6.1.1. Sisteme de numeraţie

În sistemul zecimal, pentru reprezentarea numerelor, se folosesc 10 cifre, 0, 1, ... 8, 9, sistemul fiind numit şi sistem de numeraţie cu baza 10. Electronica digitală foloseşte, din mai multe motive, sistemul de numeraţie binar (cu baza 2), cu numai două cifre, 0 şi 1.

În orice sistem de numeraţie, cu baza b, un număr se reprezintă printr-o succesiune de cifre, locul fiecărei cifre fiind numit rangul r al cifrei

respective, acesta fiind egal cu 0, 1, 2, ... , începând cu cifra aflată la dreapta şi continuând cu cele aflate la stânga ei, în ordine. Ponderea rangului este egală cu b^r. În figura 6.2.a sunt date ponderile primelor 10 ranguri în sistemul binar.

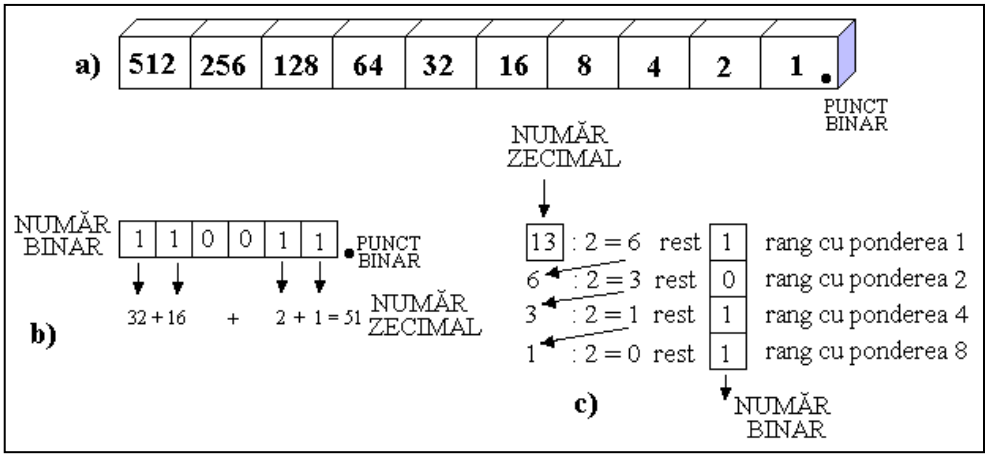

a)
512 256 128 64 32 16 8 4 2 1
PUNCT BINAR
NUMĂR ZECIMAL
NUMĂR BINAR
1 1 0 0 1 1
PUNCT BINAR
32 + 16 + 2 + 1 = 51
NUMĂR ZECIMAL
b)
13 : 2 = 6 rest 1 rang cu ponderea 1
6 : 2 = 3 rest 0 rang cu ponderea 2
3 : 2 = 1 rest 1 rang cu ponderea 4
1 : 2 = 0 rest 1 rang cu ponderea 8
c)
NUMĂR BINAR

Fig. 6. 2 – Ponderea rangurilor în sistemul binar (a), transformarea numerelor binare în numere zecimale (b) şi transformarea numerelor zecimale în numere binare (c)

Transformarea numerelor binare în numere zecimale se face pe baza figurii 6.2.b. Ca exemplu, este considerat numărul 110011. Începând de la punctul binar (echivalent cu virgula din scrierea numerelor zecimale), se scrie sub fiecare cifră binară ponderea rangului său, conform figurii 6.2.a, se adună aceste ponderi, rezultatul fiind numărul zecimal căutat (51). Transformarea inversă se face conform procedurii reprezentate în figura 6.2.c (unde s-a luat drept exemplu numărul zecimal 13). Numărul zecimal se împarte la 2, restul obținut fiind valoarea rangului cu ponderea 1. rezultatul împărțirii se împarte din nou la 2, noul rest fiind valoarea rangului cu ponderea 2. Se continuă în acest fel, până când rezultatul împărțirii este mai mic decât 2.

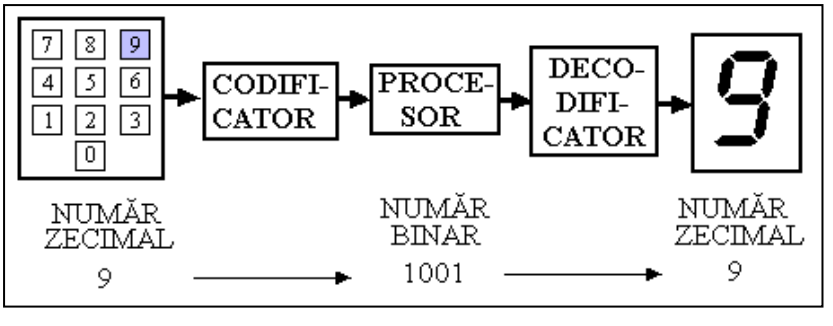


Fig. 6. 3 – Sistemul de codificare şi decodificare pentru transformarea numerelor zecimale în numere binare şi invers

În figura 6.3 este prezentată schema bloc a dispozitivului electronic ce realizează transformarea numerelor zecimale în numere binare, (proces numit codificare) şi invers (proces numit decodificare).

În general, dispozitivele electronice digitale utilizate în calculatoarele electronice "înțeleg" numai numerele binare. Există unele situații în care se folosește sistemul de numerație cu baza 16 (hexazecimal), cu cifrele 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E şi F.

Tabel 6.1 – Echivalența numerelor binare, zecimale şi hexazecimale

NUMĂR ZECIMAL	NUMĂR BINAR	NUMĂR ÎN BAZA 16
0	0000	0
1	0001	1
2	0010	2
3	0011	3
4	0100	4
5	0101	5
6	0110	6
7	0111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	A
11	1011	B
12	1100	C
13	1101	D
14	1110	E
15	1111	F
16	10000	10
17	10001	11

În tabelul 6.1 sunt reprezentate codurile binare şi hexazecimale ale numerelor zecimale de la 1 la 17. Reprezentarea hexazecimală a numerelor are avantajul că, prin utilizarea acestuia, se poate realiza transformarea nemijlocită a numerelor binare cu 4 ranguri. De exemplu, F în sistemul hexazecimal corespunde numărului binar cu 4 ranguri 1111. Codurile hexazecimale se folosesc de obicei pentru reprezentarea numerelor binare multirang. Astfel, numărului hexazecimal A6, îi corespunde numărul binar cu 8 ranguri 10100110. Sistemul hexazecimal se foloseşte frecvent la schemele cu microprocesoare pentru reprezentarea numerelor binare cu 8 şi 16 ranguri. După cum se poate constata din tabelul din figura 6.1, scrierea "10" poate

reprezenta 2, 10 sau 16 obiecte, după cum sistemul de numerație este binar, zecimal sau hexazecimal.

Pentru evitarea confuziilor în cazul utilizării concomitente a mai multor sisteme de numerație, numerele se scriu cu indicarea bazei de numerație ca indice în dreapta-jos: 10_{10}, 10_2, 10_{16}. Transformările numerelor dintr-un sistem de numerație în altul reprezintă operații tipice în microprocesoare. Ca exemplu, se prezintă transformarea numărului $C3_{16}$ în număr binar (figura 6.4.a) și transformarea numărului binar 11101010_2 în număr hexazecimal (figura 6.4.b).

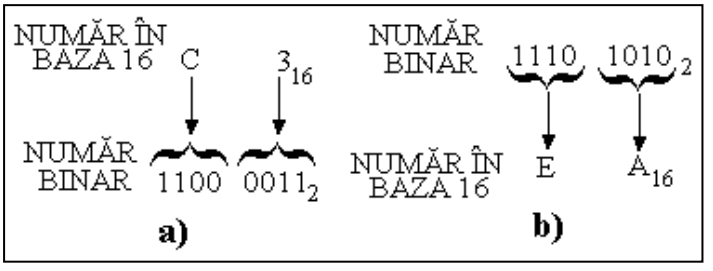


Fig. 6. 4 –Transformarea numerelor hexazecimale în numere binare (a) şi invers (b)

Transformarea numerelor hexazecimale în numere zecimale şi invers are loc conform procedeelor arătate prin exemple în figurile 6.5.a, respectiv 6.5.b.

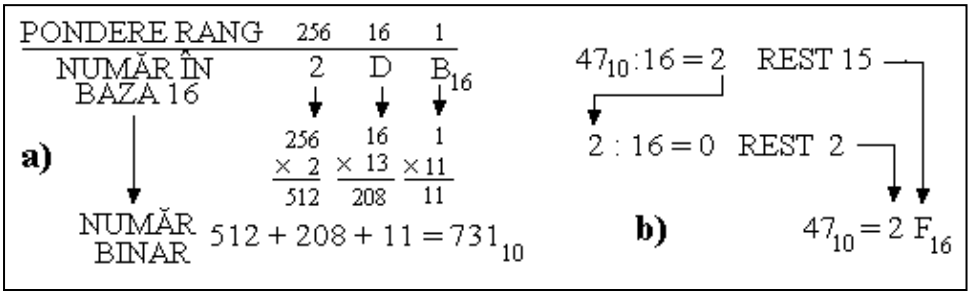


Fig. 6. 5 –Transformarea numerelor hexazecimale în numere zecimale (a) şi invers (b)

6.1.2. Operații şi circuite logice elementare

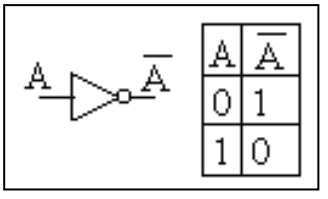
Algebra booleană[1], numită şi algebra logicii binare, operează cu variabile care pot avea numai două valori numerice, 0 şi 1, cărora le corespund valorile logice **NU**, **FALS**, sau **NIMIC**, respectiv **DA**, **ADEVĂRAT**, sau **TOT**. Operațiile logice de bază sunt următoarele:

[1]Algebra booleană a fost elaborată de matematicianul englez Boole în secolul trecut; ea a fost folosită în tehnica de calcul pentru prima dată de către Shannon, în 1938.

- **negația**, **complementul logic** sau funcția logică **NU (NOT)** face ca unei variabile binare A să îi corespundă variabila binară $\overline{A}$, cu proprietatea:

$$A \cdot \overline{A} = 1 \qquad (6.\ 1)$$

Tabelul de adevăr a acestei funcții şi simbolul dispozitivului care o realizează, numit inversor, sunt reprezentate în figura 6.6.

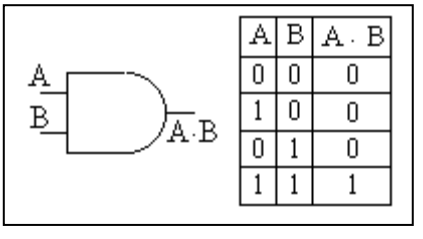


A	$\overline{A}$
0	1
1	0

Fig. 6. 6 – Circuit inversor şi tabelul de adevăr al său

- **intersecția**, **produsul logic** sau funcția logică **ŞI (AND)**, a cărei tabelă de adevăr este dată în figura 6.7, împreună cu simbolul dispozitivului care o realizează. Funcția logică **ŞI** realizează operația:

$$A \cdot B = Y \qquad (6.\ 2)$$

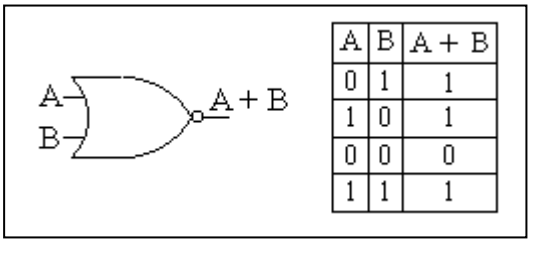


A	B	A · B
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Fig. 6. 7 – Circuit logic ŞI şi tabelul său de adevăr

- **reuniunea**, **suma logică** sau funcția logică **SAU (OR)**, a cărei tabelă de adevăr este dată în figura 6.7, împreună cu simbolul dispozitivului care o realizează. Funcția logică **ŞI** realizează operația:

$$A + B = Y \qquad (6.\ 3)$$



A	B	A + B
0	1	1
1	0	1
0	0	0
1	1	1

Fig. 6. 8 – Circuit logic SAU şi tabelul de adevăr al său

Aceste operații logice au următoarele proprietăți:

1. $x + y + z = (x + y) + z = x + (y + z)$ (6. 4)
2. $x \cdot (y + z) = (x \cdot y) + (x \cdot z)$ (6. 5)
3. $\overline{\overline{x}} = x$ (6. 6)
4. $\overline{x + y + z} = \overline{x} \cdot \overline{y} \cdot \overline{z}$ (6. 7)
5. $\overline{x \cdot y \cdot z} = \overline{x} + \overline{y} + \overline{z}$ (6. 8)

Ultimele două relații sunt cunoscute sub numele de teoremele lui *de Morgan*. Mai pot fi demonstrate şi relațiile:

6. $x + x + x + \ldots = x$ (6. 9)
7. $x \cdot x \cdot x \cdot \ldots = x$ (6. 10)
8. $x \cdot \overline{x} = 0$ (6. 11)
9. $x + 0 = x$ (element neutru față de sumă) (6. 12)
10. $x \cdot 1 = x$ (element neutru față de produs) (6. 13)
11. $x + (x \cdot y) = x$ (6. 14)
12. $x + (\overline{x} \cdot y) = x + y$ (6. 15)

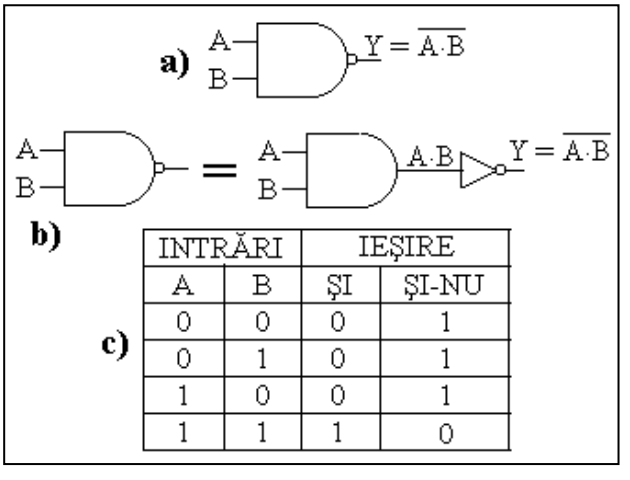
6.1.3. Alte circuite logice mai des folosite

1. Circuitul logic ŞI-NU

Circuitul logic ŞI-NU (NAND) realizează operația logică prin care se inversează operația ŞI:

$$\overline{A \cdot B} = Y \qquad (6.\ 16)$$

Reprezentarea convențională este dată în figura 6.9.a. Alături este dat şi modul de obținere a operații din cele elementare (figura 6.9.b) şi tabelul de adevăr (figura 6.9.c). Caracteristica particulară a circuitului ŞI-NU constă în faptul că, la ieşirea acestuia, nivelul logic zero apare numai atunci când la toate intrările sale se aplică semnal de nivelul logic 1.



c)

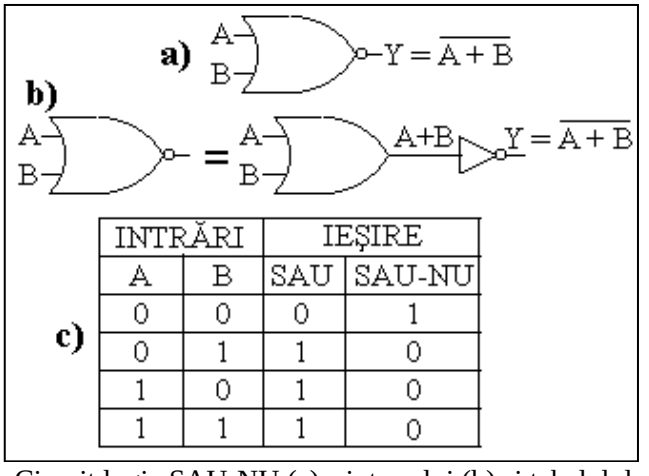
INTRĂRI		IEŞIRE	
A	B	ŞI	ŞI-NU
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Fig. 6. 9 – Circuit logic ŞI-NU (a), sinteza lui (b) şi tabelul de adevăr (c)

2. Circuitul logic SAU-NU

Circuitul logic SAU-NU (NOR) realizează operația logică prin care se inversează operația SAU:

$$\overline{A + B} = Y \qquad (6.\ 17)$$



c)

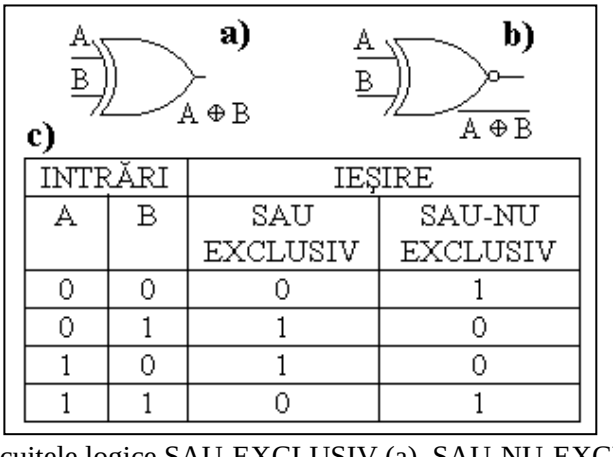
INTRĂRI		IEŞIRE	
A	B	SAU	SAU-NU
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	0

Fig. 6. 10 – Circuit logic SAU-NU (a), sinteza lui (b) şi tabelul de adevăr (c)

Reprezentarea convențională este dată în figura 6.10.a. Alături este dat şi modul de obținere a operații din cele elementare (figura 6.10.b) şi tabelul de adevăr (figura 6.10.c). Caracteristica particulară a circuitului ŞI-NU constă în faptul că, la ieşirea acestuia, nivelul logic 1 apare numai atunci când la toate intrările sale se aplică semnal de nivelul logic 0.

3. Circuitul logic SAU-EXCLUSIV

Circuitul logic SAU-EXCLUSIV (XOR) este un circuit logic reprezentat în figura 6.11.a.



INTRĂRI		IEŞIRE	
A	B	SAU EXCLUSIV	SAU-NU EXCLUSIV
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Fig. 6. 11 – Circuitele logice SAU-EXCLUSIV (a), SAU-NU-EXCLUSIV (b) şi tabelul de adevăr al lor (c)

Alături este dat şi tabelul de adevăr (figura 6.11.c). El realizează operația logică:

$$A \oplus B = Y \qquad (6.\ 18)$$

4. Circuitul logic SAU-NU-EXCLUSIV (COINCIDENȚĂ)

Circuitul logic SAU-NU-EXCLUSIV (XNOR) este un circuit logic reprezentat în figura 6.11.b. Alături este dat şi tabelul de adevăr (figura 6.11.c). El realizează operația logică:

$$\overline{A \oplus B} = Y \qquad (6.\ 19)$$

Pentru obținerea altor funcții logice necesare în aplicații, în practică este mai comodă utilizarea unor circuite logice de bază. Astfel, pe baza circuitului logic ŞI-NU, se pot sintetiza toate celelalte funcții logice, așa cum se poate vedea în figura 6.12. Din acest motiv, circuitul logic ŞI-NU se mai numește poartă logică elementară, ea fiind realizată integrat, în numeroase variante constructive.

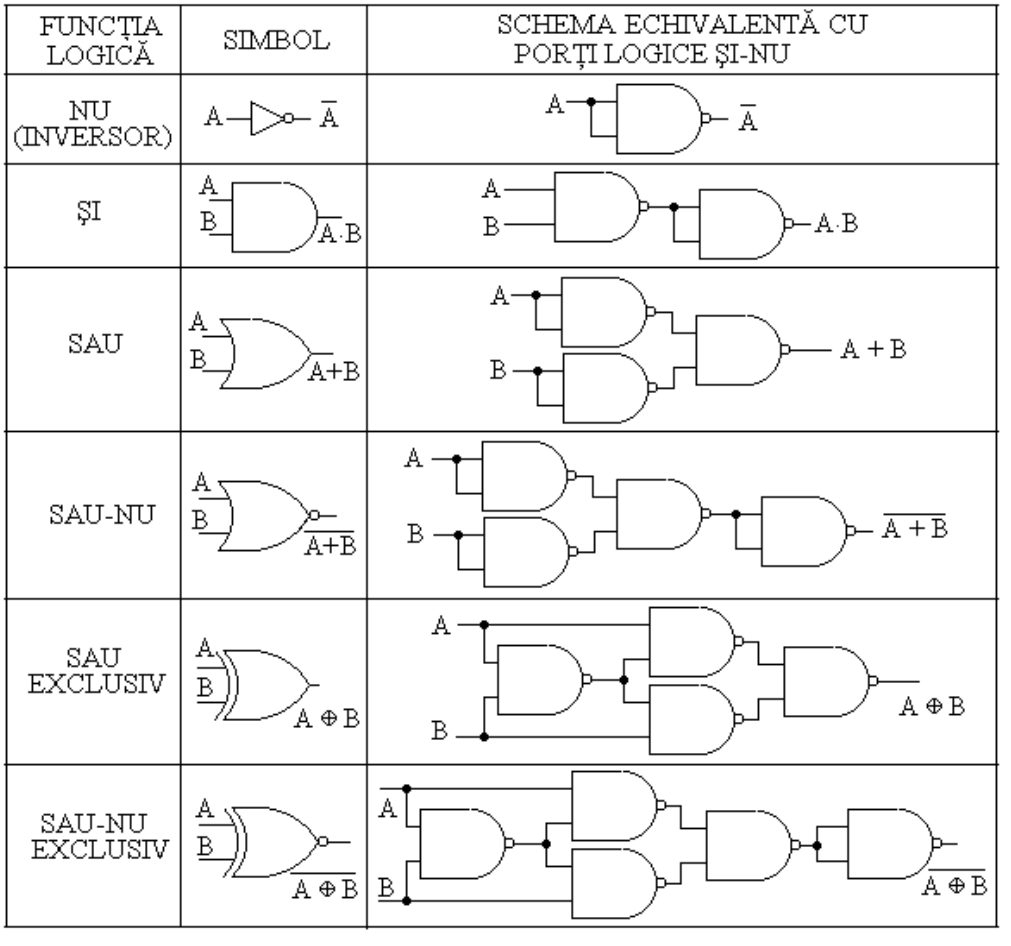


Fig. 6. 12 – Sinteza funcțiilor logice folosind poarta logică elementară (circuitul logic ŞI-NU)

6.1.4. Circuite logice cu mai mult de două intrări

În unele situații, circuitele analizate anterior pot dispune de mai multe intrări, aşa cum este cazul exemplului următor, reprezentând circuitul logic ŞI cu trei intrări, expresia booleană a funcției realizate de acest circuit, reprezentarea lui şi tabela de adevăr fiind date în figura 6.13.a,b.

Şi în acest caz, circuitul poate fi sintetizat pe baza unor porți elementare (figura 6.13.e). În figura 6.13.g este arătată sinteza cu porți elementare a circuitului SAU cu 4 intrări, simbolul şi tabelul de adevăr al acestui circuit fiind date în figura 6.13c,d. Pentru sinteza circuitului SAU cu 3 intrări se folosesc circuite SAU cu 2 intrări (figura 6.13.h), care, la rândul lor pot fi sintetizate cu porți elementare. Sinteza circuitului ŞI cu 4 intrări este prezentată în figura 6.13.i.

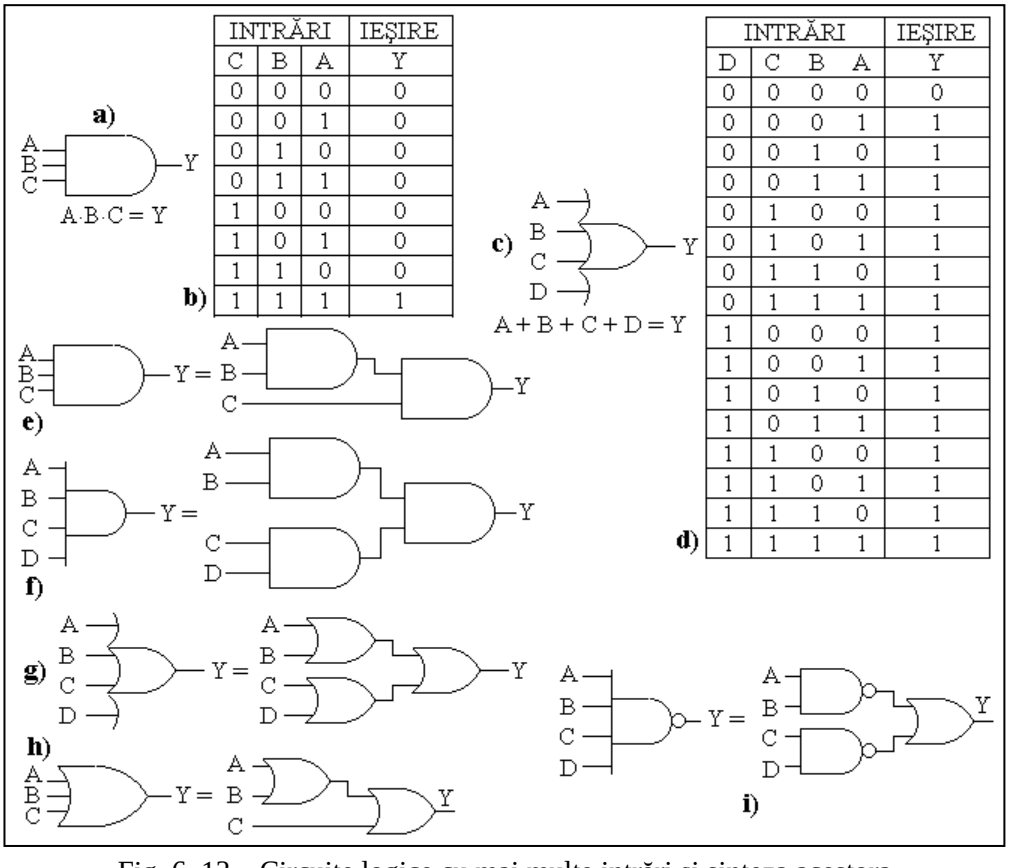


Fig. 6. 13 – Circuite logice cu mai multe intrări şi sinteza acestora

În practică, se folosesc circuite logice cu până la 8 intrări şi, mai rar, chiar mai multe, sinteza acestora realizându-se analog situațiilor prezentate.

6.1.5. Utilizarea porții inversoare pentru transformarea circuitelor logice

Uneori, în anumite situații, este mai comodă transformarea circuitelor logice de bază, pentru obținerea altor funcții logice necesare în aplicații. În figura 6.14 este prezentat un tabel reprezentând modul de transformare a unui circuit dat în alt circuit, folosind poarta inversoare. Se constată că anumite funcții logice se pot obține în mai multe moduri. Astfel, circuitele ŞI-NU şi SAU-NU se pot obține atât prin inversarea intrărilor, cât şi prin inversarea ieşirilor, aşa cum se poate vedea în figura 6.14.

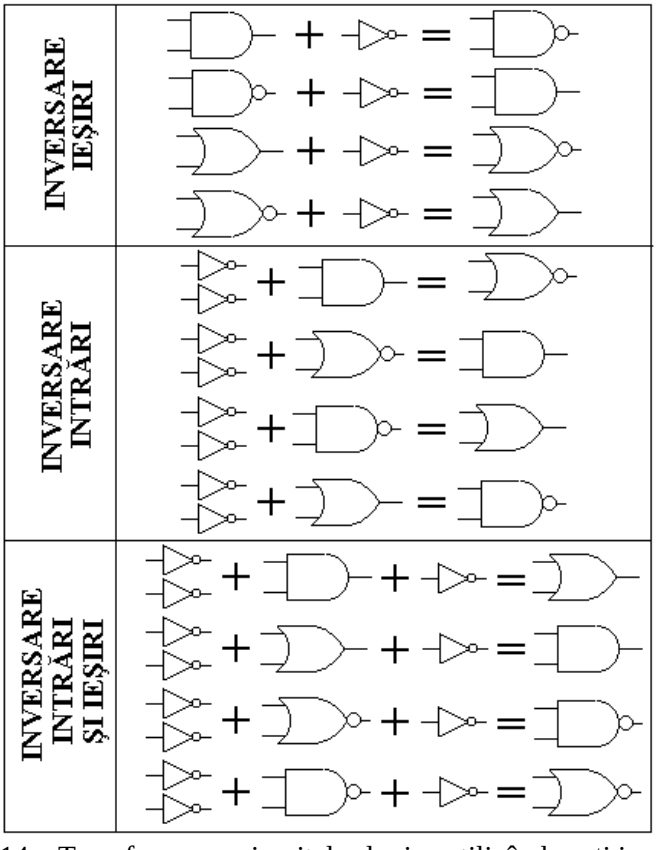


Fig. 6. 14 – Transformarea circuitelor logice utilizând porți inversoare

Circuitele logice se realizează sub formă integrată, în familii, cum este cazul integratelor din familia bipolară, sau al celor din familia CMOS, aspectul exterior fiind determinat de tipul carcasei şi de modul de dispunere a terminalelor. Cea mai răspândită variantă constructivă este reprezentată în figura 6.15.a,b (capsulă TO 116), dispunerea terminalelor fiind exemplificată

în cazul circuitului TTL CDB 400 (7400), cuprinzând 4 porți elementare, în figura 6.15.c.

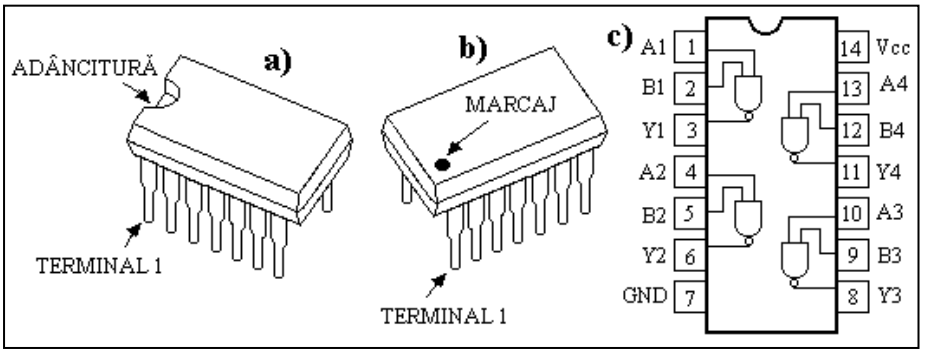


Fig. 6. 15 – Aspect exterior (a, b) şi dispunerea terminalelor (c) la circuitul 7400

6.2. Utilizarea circuitelor logice binare pentru obținerea funcțiilor logice

Să considerăm o expresie booleană, de exemplu, de forma:

$$\overline{A}\cdot B + A\cdot\overline{B} + \overline{B}\cdot C,$$

pentru care se pune problema sintezei schemei care să realizeze funcția respectivă. Primul pas în acest proces este construirea schemei logice (figura 6.16.a,b).

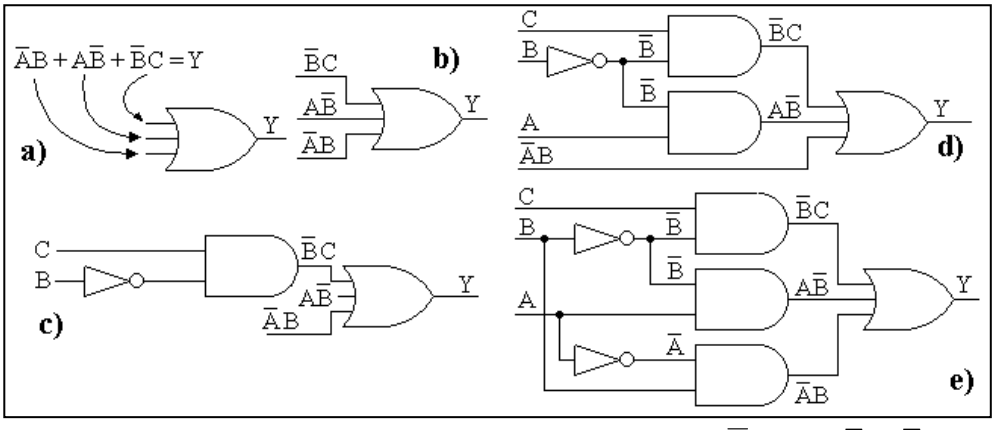


Fig. 6. 16 – Sinteza schemei logice care realizează funcția $\overline{A}\cdot B + A\cdot\overline{B} + \overline{B}\cdot C$

Al doilea pas este cel din figura 6.16.c. La prima intrare a circuitului SAU se introduce circuitul suplimentar ŞI cu două intrări), una dintre acestea având cuplată o poartă inversoare, în scopul formării combinației $\overline{B}\cdot C$.

Apoi, pentru formarea combinației $A\cdot\overline{B}$, la a doua intrare se adaugă un alt circuit ŞI (figura 6.16.d) şi, în acelaşi mod, pentru formarea combinației $\overline{A}\cdot B$, la a treia intrare se adaugă încă un circuit ŞI (figura 6.16.e). Un alt exemplu este cel prezentat în figura 6.17, pentru sinteza circuitului care realizează funcția logică $Y = (A + B + C)(\overline{A} + \overline{B})$.

Din exemplele analizate, se poate trage concluzia că, în general, sinteza circuitelor logice începe cu ieşirea acestora şi, prin operații de tipul celor prezentate, se ajunge la intrarea lor.

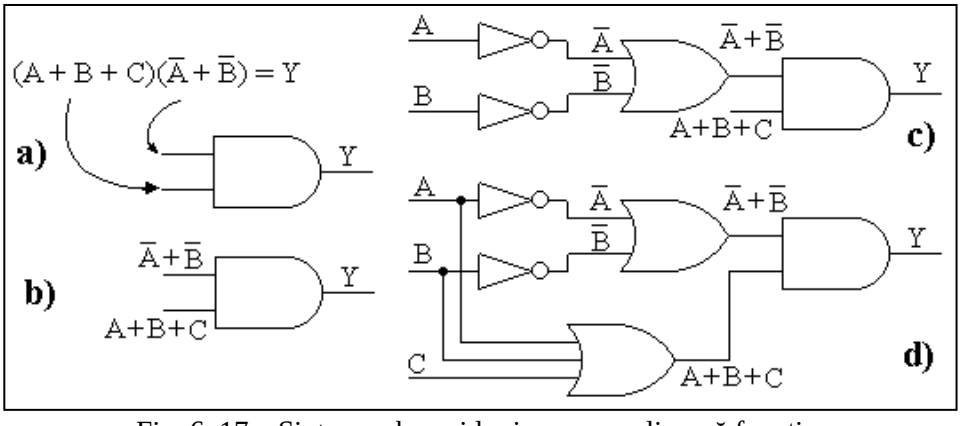


Fig. 6. 17 – Sinteza schemei logice care realizează funcția:
$Y = (A + B + C)(\overline{A} + \overline{B})$

Acest mod de sinteză este însă greoi şi are particularități pentru fiecare situație în parte. De aceea, este necesară găsirea unui algoritm care, prin aplicarea sa, să permită sinteza circuitelor, indiferent de cazul particular întâlnit. Pentru a construi un astfel de algoritm, să analizăm mai întâi modul de transformare a informației prezentate sub formă de tabel de adevăr în funcție logică booleană şi invers.

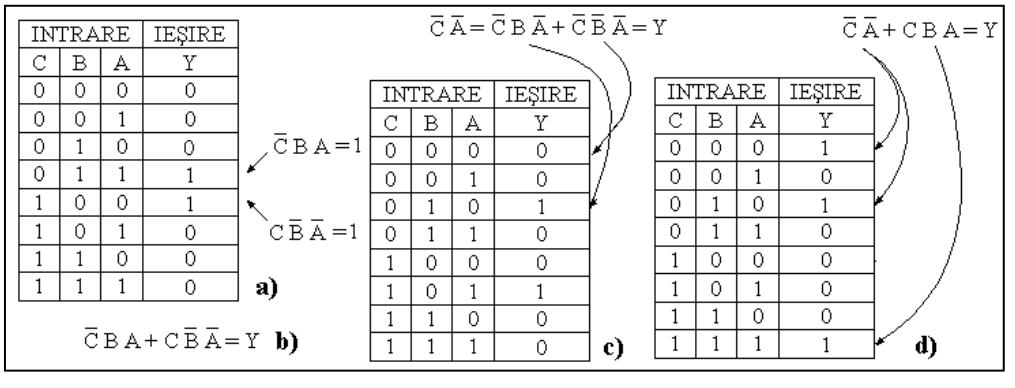


Fig. 6. 18 – Obținerea funcției logice pe baza tabelului de adevăr (a, b) şi invers (c, d)

Astfel, pentru operația logică al cărei tabel de adevăr este prezentat în figura 6.18.a, funcția logică este cea din figura 6.18.b, obținută astfel: valoarea 1 a funcției Y corespunde unui număr de două combinații: A = 1 **ŞI** B = 1 **ŞI** C = 0, **SAU** A = 0 **ŞI** B = 0 **ŞI** C = 1. Problema inversă constă în stabilirea tabelului de adevăr pe baza expresiei funcției booleene.

Luând ca exemplu expresia $Y = \overline{C} \cdot \overline{A} + C \cdot B \cdot A$, se stabilesc mai întâi combinațiile: A = 0 **ŞI** B = 1 **ŞI** C = 0 **SAU** A = 0 **ŞI** B = 0 **ŞI** C = 0 (figura 6.18.c) şi apoi A = 0 **ŞI** B = 1 **ŞI** C = 0 **SAU** A = 0 **ŞI** B = 0 **ŞI** C = 0 **SAU** A = 1 **ŞI** B = 1 **ŞI** C = 1 (figura 6.18.d).

În general, exprimarea funcțiilor logice de mai multe variabile se face sub forma unei sume logice de termeni P sau a unui produs de termeni S, aceste forme numindu-se forme canonice.

Să considerăm următorul exemplu: se dă funcția de trei variabile A, B, C, al cărei tabel de adevăr este cel alăturat. Scrierea în formă canonică cu termeni P sau S a funcției f(A, B, C) se face astfel: pentru scrierea cu termeni P, se iau acele combinații de variabile pentru care funcția ia valoarea 1, combinațiile fiind produse ale tuturor variabilelor, negate dacă au valoarea 0 şi respectiv nenegate dacă au valoarea 1; pentru scrierea cu termeni S se iau acele combinații de variabile pentru care funcția ia valoarea 0, combinațiile fiind suma tuturor variabilelor, negate dacă au valoarea 1, respectiv nenegate dacă au valoarea 0.

A	B	C	f(A, B, C)
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	0	0
0	1	1	1
1	1	0	0
1	0	1	1
1	1	1	1

Astfel, pentru funcția a cărei tabelă de adevăr este cea alăturată, formele canonice cu termeni P şi S sunt:

$$f_P = (\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}) + (\overline{A} \cdot B \cdot C) + (A \cdot \overline{B} \cdot C) + (A \cdot B \cdot C)$$

$$f_S = (\overline{A} + \overline{B} + \overline{C}) \cdot (\overline{A} + B + C) \cdot (A + \overline{B} + C) \cdot (A + B + \overline{C})$$

Scrierea funcției sub formă canonică permite implementarea ei într-o schemă logică. În general, aceste scheme logice rezultate sunt destul de complicate; pentru simplificarea lor, se poate face minimizarea funcției, pe baza relațiilor (6.5), (6.7), (6.8) şi (6.14). Dacă numărul variabilelor nu este prea mare, se poate folosi minimizarea prin metoda diagramelor Karnaugh, aceste fiind matrice cu 2^n căsuțe (n fiind numărul variabilelor), fiecare căsuță corespunzând unei anume combinații de valori ale variabilelor şi având înscrisă în ea valoarea combinației respective. Rezultă că fiecărei căsuțe îi corespunde un termen P sau S (după cum a fost exprimată funcția). Pentru funcția de mai sus, diagrama Karnaugh este cea de mai sus. Pentru minimizarea funcției, se procedează astfel: se grupează câmpurile adiacente având valoarea 1 în dreptunghiuri sau pătrate cu laturile egale cu una, două sau patru căsuțe, urmărindu-se ca toate câmpurile cu valoarea 1 să fie cuprinse în cel puțin o grupare iar grupările să aibă suprafața maximă.

Funcția logică minimizată se obține prin însumarea termenilor corespunzători grupurilor realizate.

Pentru funcții de două variabile, diagrama Karnaugh are dimensiunea 2×2, pentru patru variabile 4×4 iar pentru cinci variabile se construiesc două diagrame cu dimensiunea 4×4 pentru patru din cele cinci variabile, fiecare corespunzând uneia din cele două stări ale celei de-a cincea variabile.

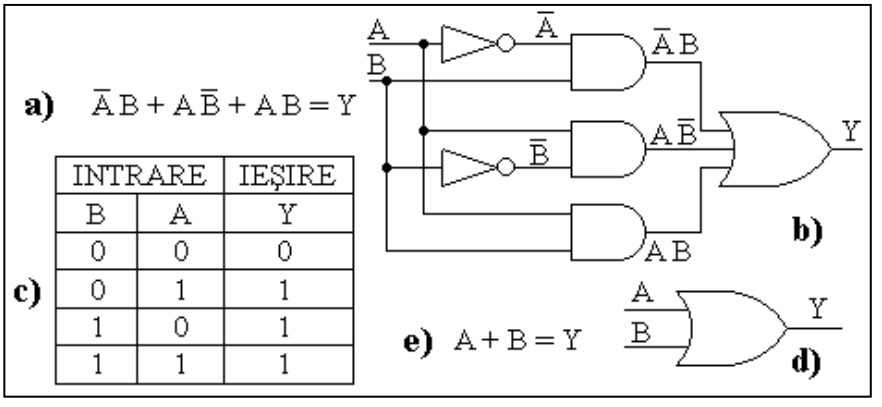


Fig. 6. 19 – Simplificarea unei expresii booleene: funcția logică (a), schema logică ce realizează funcția (b), tabelul de adevăr (c), schema logică simplificată (d) și expresia funcției logice simplificate (e)

Să considerăm exemplul reprezentat în figura 6.19, în care se dă funcția Y de forma 6.19.a și să construim diagrama Karnaugh pentru funcția dată (figura 6.20.a).

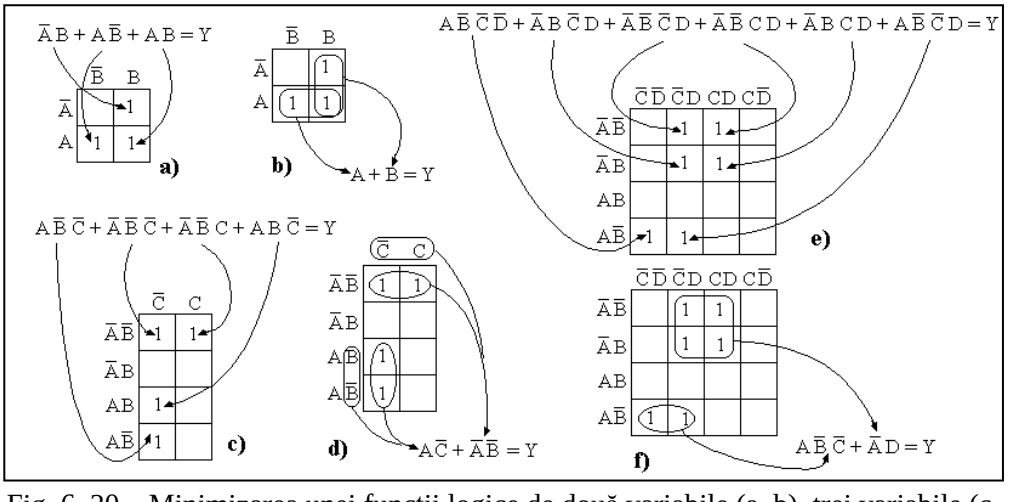

$\bar{A}B + A\bar{B} + AB = Y$
a)
b)
$A + B = Y$
$A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + AB\bar{C} = Y$
c)
d)
$A\bar{C} + \bar{A}\bar{B} = Y$
$A\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}B\bar{C}D + \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}\bar{B}CD + \bar{A}BCD + A\bar{B}\bar{C}D = Y$
e)
f)
$A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}D = Y$

Fig. 6. 20 – Minimizarea unei funcții logice de două variabile (a, b), trei variabile (c, d) și patru variabile (e, f), folosind diagrama Karnaugh

Aceasta se prelucrează conform celor expuse mai sus pentru minimizarea funcției, așa cum se poate vedea în figura 6.20.b şi se obține funcția minimizată. Pentru funcții de trei variabile, se procedează ca în exemplul din figura 6.20.c,d, iar pentru funcții de patru variabile se procedează ca în exemplul din figura 6.20.e,f.

Există şi procedee mai puțin generale de construcție a contururilor, așa cum se poate vedea în figura 6.21.a, unde diagrama se poate considera ca fiind desfășurarea unui cilindru dispus orizontal, astfel că marginea de sus se continuă cu cea de jos. Astfel, pornind de la funcția:

$$Y = \overline{A}\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D} + \overline{A}\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot D + A\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D} + A\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot D,$$

se ajunge la funcția simplificată $Y = \overline{B}\cdot\overline{C}$. În mod similar, se poate face, unde este cazul şi operația echivalentă, de înfășurare a diagramei sub forma unui cilindru vertical şi, bineînțeles, combinația celor două cazuri, așa cum se poate vedea în figura 6.21.b, unde funcția logică inițială,

$$Y = \overline{A}\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D} + \overline{A}\cdot\overline{B}\cdot C\cdot\overline{D} + A\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D} + A\cdot\overline{B}\cdot C\cdot\overline{D},$$

se simplifică prin procedeul descris, sub forma $Y = \overline{B}\cdot\overline{D}$.

Așa cum am arătat anterior, din motive practice, este comod ca schemele logice să fie sintetizate cu porți elementare ŞI-NU, pentru a reduce numărul variantelor de circuite logice utilizate în schemă.

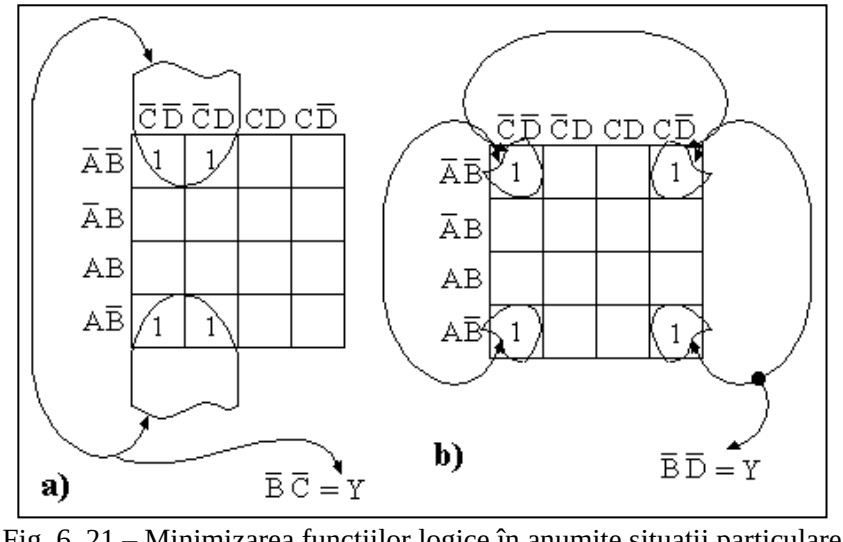


Fig. 6. 21 – Minimizarea funcțiilor logice în anumite situații particulare

Pentru rezolvarea problemelor logice complicate se folosește așa-numitul selector de date, numit şi multiplexor. Ca exemplu, să analizăm selectorul de date „1 din 8”, prezentat în figura 6.22.a. El dispune de 8 intrări informaționale, sau intrări de date (0, 1, ..., 7), trei intrări de selecție, sau intrări de adrese (A, B, C) şi o ieşire. Selectorul de date are drept funcție

esențială transmiterea datelor de la o anumită intrare, la ieşire. Alegerea intrării de la care se transmit datele este determinată prin codul binar aplicat la intrările de selecție. Selectorul funcționează ca un comutator rotativ (figura 6.22.b).

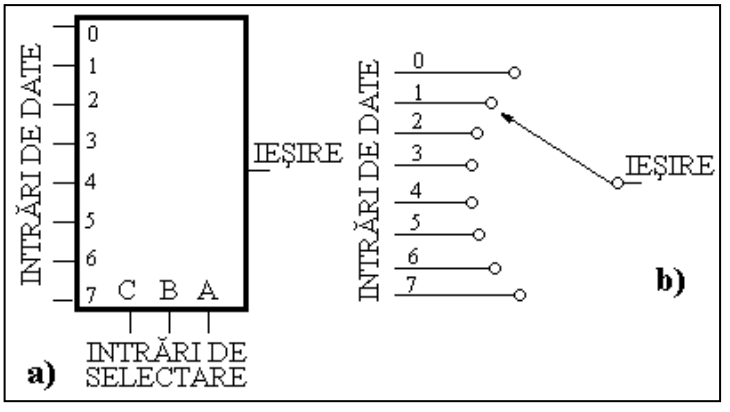


Fig. 6. 22 – Selector de date „1 din 8” (a) şi schema echivalentă, a comutatorului rotativ cu 8 contacte (b)

Utilizarea selectorului de date este ilustrată prin exemplul prezentat în figura 6.23.

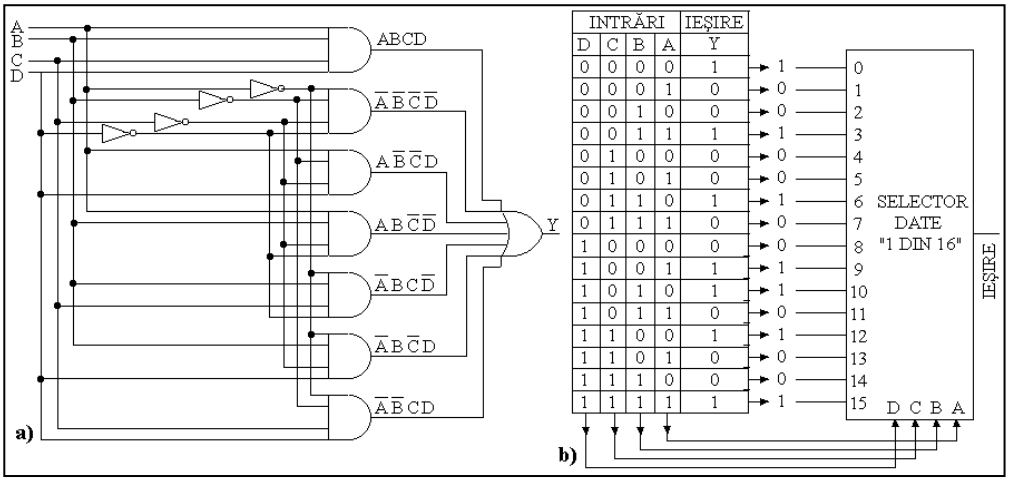


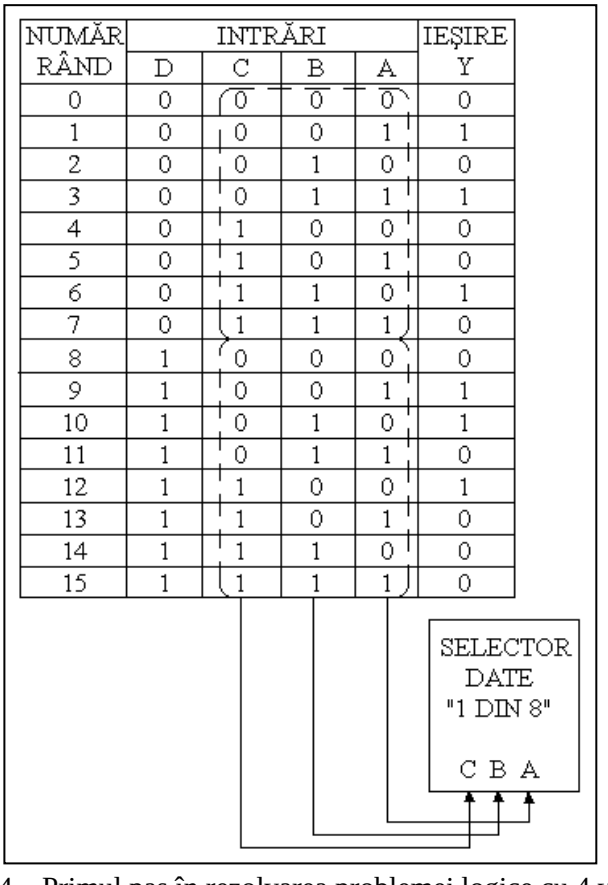
Fig. 6. 23 – Schema logică pentru realizarea funcției logice $Y = A\cdot B\cdot C\cdot D + \overline{A}\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D} + +A\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot D + A\cdot B\cdot\overline{C}\cdot\overline{D} + \overline{A}\cdot B\cdot C\cdot\overline{D} + +\overline{A}\cdot B\cdot\overline{C}\cdot D + \overline{A}\cdot\overline{B}\cdot C\cdot D$ (a) şi realizarea acesteia cu selectorul de date (b)

Acesta prezintă sintetizarea în schemă logică a funcției logice (figura 6.23.a):

$$Y = A\cdot B\cdot C\cdot D + \overline{A}\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D} + A\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot D + A\cdot B\cdot\overline{C}\cdot\overline{D} + \overline{A}\cdot B\cdot C\cdot\overline{D} + \overline{A}\cdot B\cdot\overline{C}\cdot D + \overline{A}\cdot\overline{B}\cdot C\cdot D$$

Schema obținută nu este însă economică, o soluție mai puțin costisitoare fiind cea care utilizează selectorul de date. În acest scop, se întocmeşte tabelul de adevăr (figura 6.23.b).

Acestuia i se adaugă selectorul de date de tip „1 din 16”, la cele 16 intrări ale căruia se aplică valoarea logică corespunzătoare, din tabelul de adevăr. La cele patru intrări de selecție se aplică combinații de cifre binare corespunzătoare diferitelor combinații ale intrărilor din tabelul de adevăr, în funcție de care se obține o anumită valoare la ieşire. De exemplu, pentru combinația 0101 aplicată la intrările de selecție, la ieşirea selectorului se obține valoarea 0, corespunzătoare intrării 5.



NUMĂR RÂND	INTRĂRI D	C	B	A	IEŞIRE Y
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	1
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	1
7	0	1	1	1	0
8	1	0	0	0	0
9	1	0	0	1	1
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	1	0
12	1	1	0	0	1
13	1	1	0	1	0
14	1	1	1	0	0
15	1	1	1	1	0

Fig. 6. 24 – Primul pas în rezolvarea problemei logice cu 4 variabile utilizând un selector de date „1 din 8”

În acest mod, folosind un singur circuit integrat, se poate simplifica din punct de vedere practic problema sintetizării unor circuite logice, metoda

utilizării selectorului de date fiind utilă pentru realizarea circuitelor logice care implementează funcții logice de trei, patru sau cinci variabile.

În rezolvarea problemei de mai sus, s-a utilizat un selector de date „1 din 16”, dar astfel de probleme se pot rezolva şi prin utilizarea unui selector mai simplu, de tipul „1 din 8”, dacă se foloseşte aşa-numita metodă de înfăşurare. Pentru exemplificare, să analizăm tabelul de adevăr cu patru variabile din figura 6.24. În acest caz, ansamblul valorilor variabilelor de la intrările de selecție C, B şi A pentru rândurile 0 – 7 este acelaşi ca şi pentru rândurile 8 – 15 (valorile sunt grupate în contururi punctate).

În continuare, determinarea semnalelor logice care trebuie aplicate la fiecare din cele 8 intrări, $D_0 – D_7$, ale selectorului (figura 6.25).

- Semnalul la intrarea D_0 a selectorului de date (de tip 74151) este determinat conform figurii 6.25.a, în care scop, tabelul de adevăr din figura 6.24 se înfăşoară astfel încât să se poată compara rândurile 0 şi 8. Din figură, se observă că fiecare din variabilele de intrare C, B şi A, aplicate la intrările selectorului pentru ambele rânduri au valoarea 0. Indiferent de valoarea concretă a variabilei D, la ieşirea Y trebuie să se obțină valoarea 0. Prin urmare, la intrarea D_0 a selectorului trebuie să se aplice 0 logic (intrare legată la masă, figura 6.25.i).
- Semnalul logic ce se aplică la intrarea D_1 se determină conform figurii 6.25.b. Înfăşurând tabelul de adevăr conform acestei figuri, se compară rândurile 1 şi 9. Şi în acest caz, variabilele de intrare de selecție C, B şi A au aceleaşi valori. La ieşirea Y trebuie să se obțină valoarea 1 indiferent de valoarea variabilei D şi, ca urmare, la intrarea D_1 trebuie să avem valoarea 1 (intrare legată la + 5V, figura 6.25.i).
- Semnalul logic ce se aplică la intrarea D_2 se determină conform figurii 6.25.c. Înfăşurând tabelul de adevăr conform acestei figuri, se compară rândurile 2 şi 10. Şi în acest caz, variabilele de intrare de selecție C, B şi A au aceleaşi valori. La ieşirea Y însă trebuie să se obțină fie valoarea 1, dacă D are şi el valoarea 1, fie valoarea 0, dacă D are valoarea 0. Ca urmare, la intrarea D_2 semnalul aplicat trebuie să fie egal cu semnalul aplicat la intrarea D (intrarea D_2 legată la D, figura 6.25.i).
- Semnalul logic ce se aplică la intrarea D_3 se determină conform figurii 6.25.d. Înfăşurând tabelul de adevăr conform acestei figuri, se compară rândurile 3 şi 11. Şi în acest caz, variabilele de intrare de selecție C, B şi A au aceleaşi valori. La ieşirea Y însă trebuie să se obțină fie valoarea 1, dacă D are şi valoarea 0, fie valoarea 0, dacă D are valoarea 1. Ca urmare, la intrarea D_3 semnalul aplicat trebuie să fie complementar cu semnalul aplicat la intrarea D, adică $\overline{D}$ (intrarea D_3 legată la D printr-o poartă inversoare, figura 6.25.i).

În acelaşi mod se procedează şi pentru celelalte rânduri (figurile 6.25.e, f, g, h), analiza făcută în fiecare caz determinând valoarea concretă ce trebuie aplicată la intrările D_4, D_5, D_6 şi D_7 (figura 6.25.i).

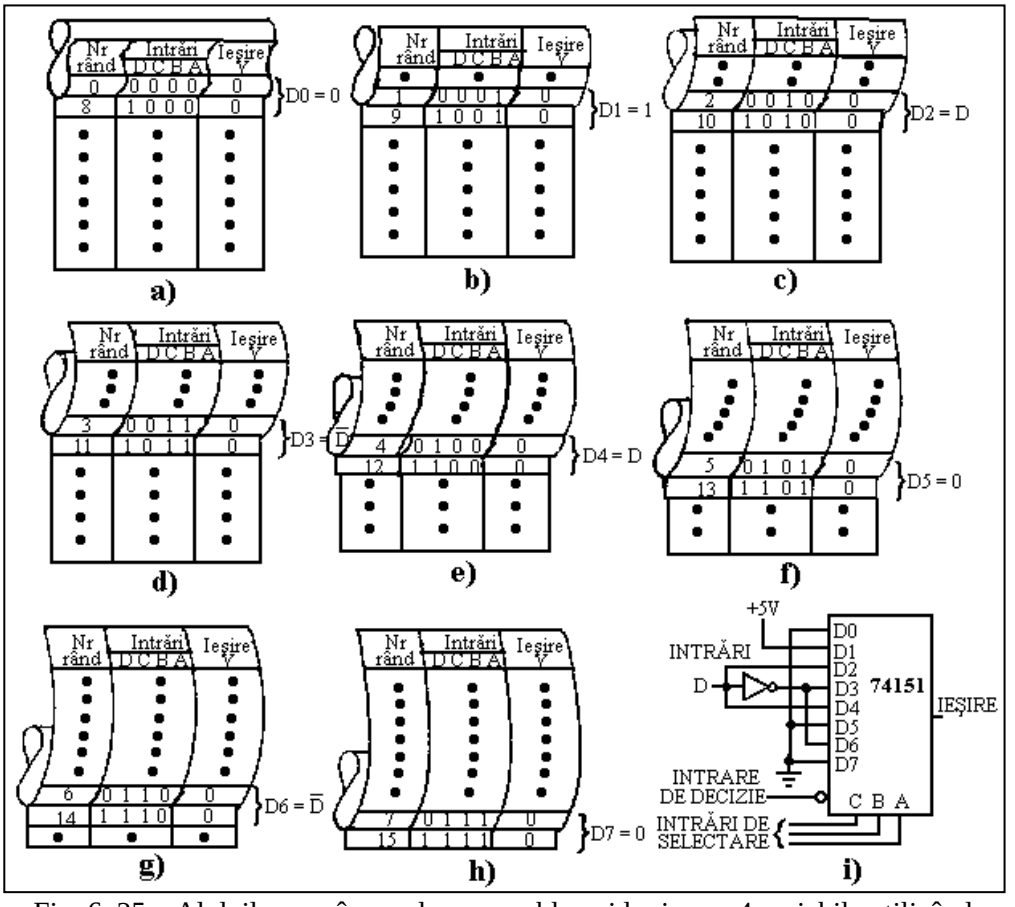


Fig. 6. 25 – Al doilea pas în rezolvarea problemei logice cu 4 variabile utilizând metoda înfăşurării şi un selector de date „1 din 8”: determinarea datelor care se aplică la intrările $D_0 – D_7$ (a – h) şi schema logică obținută (i)

Selectorul de date (multiplexorul) se foloseşte ca element logic universal, utilizarea acestuia oferind o metodă simplă şi economică de realizare a funcțiilor logice cu număr de variabile de la trei, la cinci.

6.3. Coduri. Codificare şi decodificare

6.3.1. Coduri

În electronica digitală, numerele zecimale sunt reprezentate sub forma lor binară, aplicația care stabileşte legătura respectivă reprezentând aşa

numitul cod binar-zecimal (BCD – Binar Code Decimal). Codificarea este necesară în acest caz datorită faptului că lucrul în sistemul binar, în care se operează cu numai două valori (0 şi 1) este mai sigur decât în cel zecimal, în care se operează cu 10 valori (cifrele zecimale 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9). Codificarea este necesară şi datorită altor motive, cum este cel privind corecția erorilor la transmiterea de date.

În practică, în funcție de aplicația respectivă, se folosesc şi alte tipuri de coduri, aşa cum se va vedea în continuare.

1. Codul binar-zecimal 8421

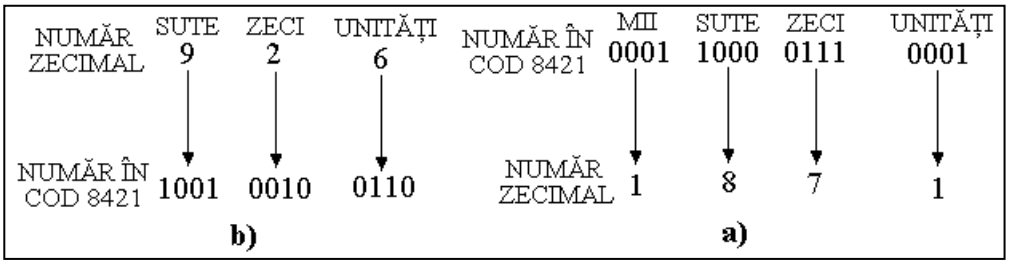


Fig. 6. 26 – Transformarea unui număr zecimal în cod 8421 (a) şi a unui număr din cod 8421 în număr zecimal (b)

Tabel 6.2 – Echivalența numerelor zecimale cu cele în cod cu surplus de 3

NUMERE ZECIMALE	NUMERE ÎN COD CU SURPLUS 3		
0			0011
1			0100
2			0101
3			0110
4			0111
5			1000
6			1001
7			1010
8			1011
9			1100
14		0100	0111
27		0101	1010
38		0110	1011
459	0111	1000	1100
606	1001	0011	1001
	SUTE	ZECI	UNITĂȚI

Prin codificarea în acest cod, unui număr zecimal îi corespunde un şir de grupe de patru cifre binare (tetrade), care, la rândul lor corespund scrierii

în sistemul binar a fiecărei cifre zecimale care formează numărul respectiv. Ordinea tetradelor corespunde rangului cifrei corespunzătoare. În figura 6.26.a este prezentat un exemplu de codificare a unui număr zecimal în cod 8421, iar în figura 6.26.b este prezentat un exemplu de decodificare a unui număr scris în codul 8421 şi trecere a acestuia în forma sa zecimală.

Este de subliniat faptul că, în codul 8421 nu se utilizează niciodată tetradele următoare: 1010, 1011, 1100, 1101, 1110, 1111, deoarece ele corespund unor numere zecimale mai mari decât 9, deci nu pot reprezenta cifre zecimale. Tabelul 6.3 prezintă echivalența dintre primele 18 numere zecimale şi cele în codul 8421.

Tabel 6.3 – Echivalența numerelor zecimale cu cele exprimate în cod 8421 şi în cod Gray

NUMERE ZECIMALE	NUMERE BINARE	NUMERE ÎN COD 8421	NUMERE ÎN COD GRAY
0	0000	0000	0000
1	0001	0001	0001
2	0010	0010	0011
3	0011	0011	0010
4	0100	0100	0110
5	0101	0101	0111
6	0110	0110	0101
7	0111	0111	0100
8	1000	1000	1100
9	1001	1001	1101
10	1010	0001 0000	1111
11	1011	0001 0001	1110
12	1100	0001 0010	1010
13	1101	0001 0011	1011
14	1110	0001 0100	1001
15	1111	0001 0101	1000
16	10000	0001 0110	11000
17	10001	0001 0111	11001

2. Codul cu surplus (exces) de 3

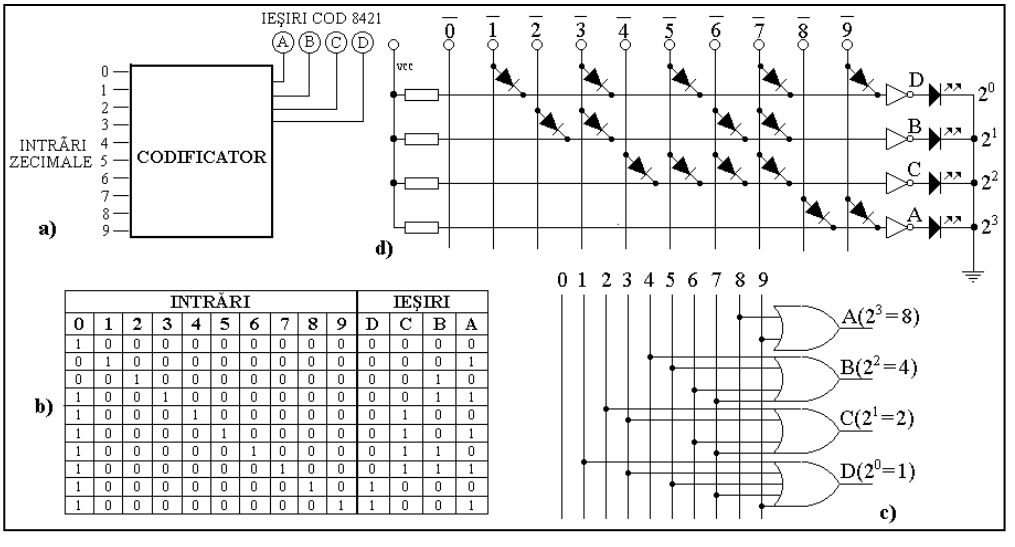
Codul cu surplus de 3 este tot un cod din grupa codurilor binar-zecimale, care se bazează pe faptul că, fiecărei cifre zecimale din numărul ce urmează a fi codificat i se adaugă valoarea 3, după care rezultatului i se asociază numărul binar reprezentat printr-o tetradă, ca în cazul precedent. În tabelul 6.2 este prezentată echivalența unor numerelor zecimale în codul cu surplus 3.

3. Codul Gray

Particularitatea acestui cod constă în faptul că, la trecerea de la un număr zecimal la următorul, mai mare cu o unitate, echivalentul său în codul Gray se modifică doar prin schimbarea unei cifre binare.În tabelul 6.3 este dată echivalența unor numere zecimale cu cele în cod Gray.

6.3.2. Codificatoare

Codificatorul este un circuit logic combinațional folosit pentru a transforma un număr zecimal în număr codificat într-o formă în care sistemul electronic digital îl poate utiliza, el fiind plasat la interfața între sistemul electronic digital şi utilizatorul uman, pentru adaptarea sistemelor de numerație respective. Codificatorul este de fapt o matrice de circuite SAU. Schema bloc a unui astfel de codificator este prezentată în figura 6.27.a, în figura 6.27.b fiind dat tabelul de adevăr al circuitului. Pe baza acestuia, se poate concepe schema logică (figura 6.27.c), precum şi schema practică, cuprinzând şi diode luminescente pentru afişarea în sistem binar a numărului codificat (figura 6.27.d).



b)

INTRĂRI										IEŞIRI			
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	D	C	B	A
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1

Fig. 6. 27 – Codificator pentru codificarea numerelor zecimale în numere binare (cod 8421) (a), tabela sa de adevăr (b), schema logică a codificatorului (c) şi schemă de realizare practică (d)

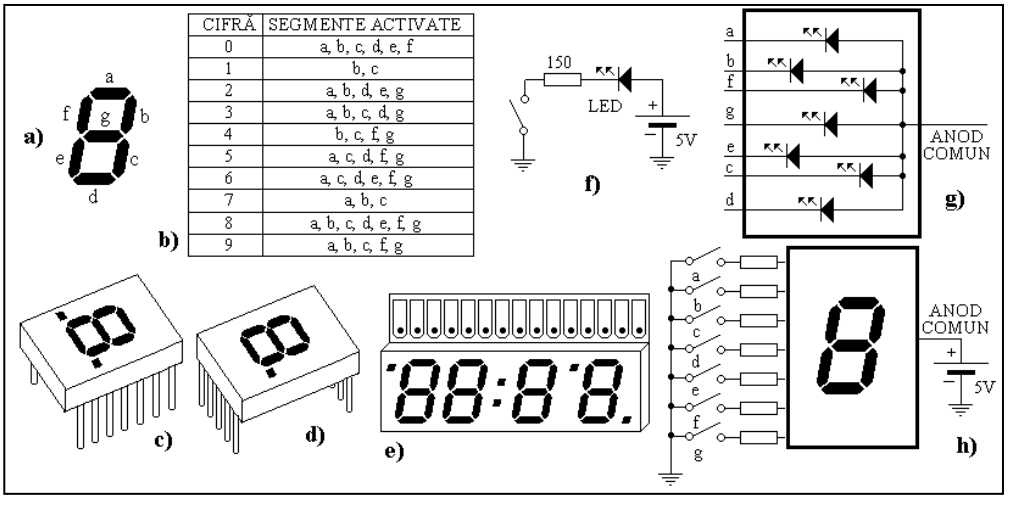
De obicei, intrările sunt negate, deoarece activarea unei intrări (de exemplu, de la o tastatură) se face prin punerea la masă a ei.

6.3.3. Dispozitive de afişare cu şapte segmente

Acestea reprezintă dispozitive de ieşire frecvent utilizate pentru reprezentarea numerelor zecimale. Cele şapte segmente ale indicatorului, notate cu literele a, b, c, d, e, f, g (figura 6.28.a) permit, prin activarea doar a

unora dintre ele, afişarea oricăreia din cifrele zecimale (figura 6.28.b). Segmentele pot fi diode luminescente sau cristale lichide şi se realizează compact, în carcase de diferite forme (figurile 6.28.c, d, e).

În figura 6.28.g este prezentat un circuit de afişare cu diode luminescente şi modul de conectare a acestuia (figura 6.28.h), pornind de la schema de alimentare a unei diode luminescente (figura 6.28.f). În practică, în locul comutatoarelor din figura 6.28.h, se foloseşte un circuit electronic numit formator de afişare. De foarte multe ori, el este inclus în circuitul decodificatorului.



CIFRĂ	SEGMENTE ACTIVATE
0	a, b, c, d, e, f
1	b, c
2	a, b, d, e, g
3	a, b, c, d, g
4	b, c, f, g
5	a, c, d, f, g
6	a, c, d, e, f, g
7	a, b, c
8	a, b, c, d, e, f, g
9	a, b, c, f, g

Fig. 6. 28 – Afişor cu şapte segmente: notarea segmentelor (a); tabelul segmentelor activate pentru afişarea cifrelor zecimale (b); tipuri constructive de dispozitive de afişare (c, d, e); schema de alimentare a unei diode luminescente (f); afişor cu diode luminescente cu anod comun (g); conectarea afişorului cu anod comun (h)

6.3.4. Decodificatoare

Decodificatorul (figura 6.29.a) este un circuit logic combinațional care realizează funcția inversă celei pe care o realizează codificatorul, adică trecerea numerelor binare în forma lor zecimală. Aceste circuite sunt matrice de circuite ŞI. În practică, datorită aceloraşi motive ca şi la codificatoare, ieşirile sunt active la nivelul logic scăzut (zero), prin utilizarea circuitelor logice ŞI-NU.

Circuitul cel mai utilizat ca decodificator este circuitul TTL de tip 7447 (CDB 447), care este un decodificator-formator, el cuplându-se direct cu un circuit de afişaj cu şapte segmente (figura 6.30).

Numărul în cod 8421 care trebuie decodificat se aplică la intrările D, C, B, A, semnalele pentru comanda afişorului cu 7 segmente fiind obținute la ieşirile a, b, c, d, e, f, g ale decodificatorului.

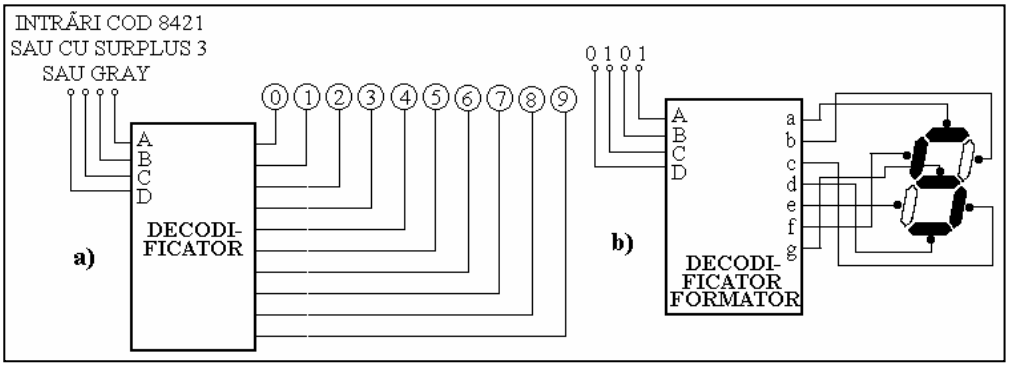


Fig. 6. 29 – Decodificator (a); decodificator-formator (b)

Circuitul mai dispune de încă trei intrări, cu următoarele funcţii:

- intrarea de stingere (BI); când la aceasta se aplică semnal de nivel scăzut, la toate ieşirile apare semnal de nivel înalt, care asigură stingerea tuturor segmentelor, indiferent de semnalele de la celelalte intrări;
- intrarea de stingere succesivă (RBI); când la aceasta se aplică semnal de nivel scăzut, intrarea LT fiind în stare de nivel înalt, iar intrările A, B, C şi D la nivel scăzut, toate ieşirile de segmente se decuplează, determinând stingerea tuturor segmentelor;
- intrarea LT; când la această intrare se aplică semnal logic 0 şi intrările BI şi RBI sunt cuplate la nivel logic 1, la ieşiri apare semnal logic 0.

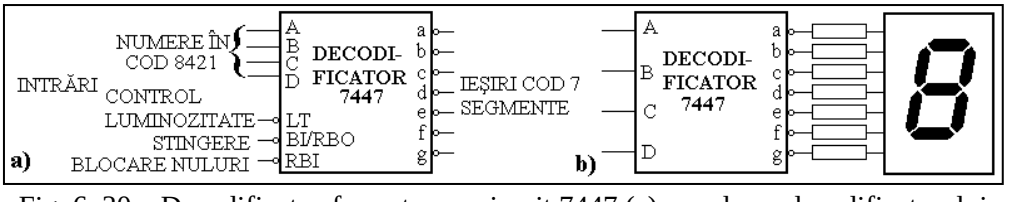


Fig. 6. 30 – Decodificator-formator cu circuit 7447 (a) ; cuplarea decodificatorului la afişorul cu şapte segmente(b)

Schema principială a circuitului 7447 este prezentată în figura 6.31.

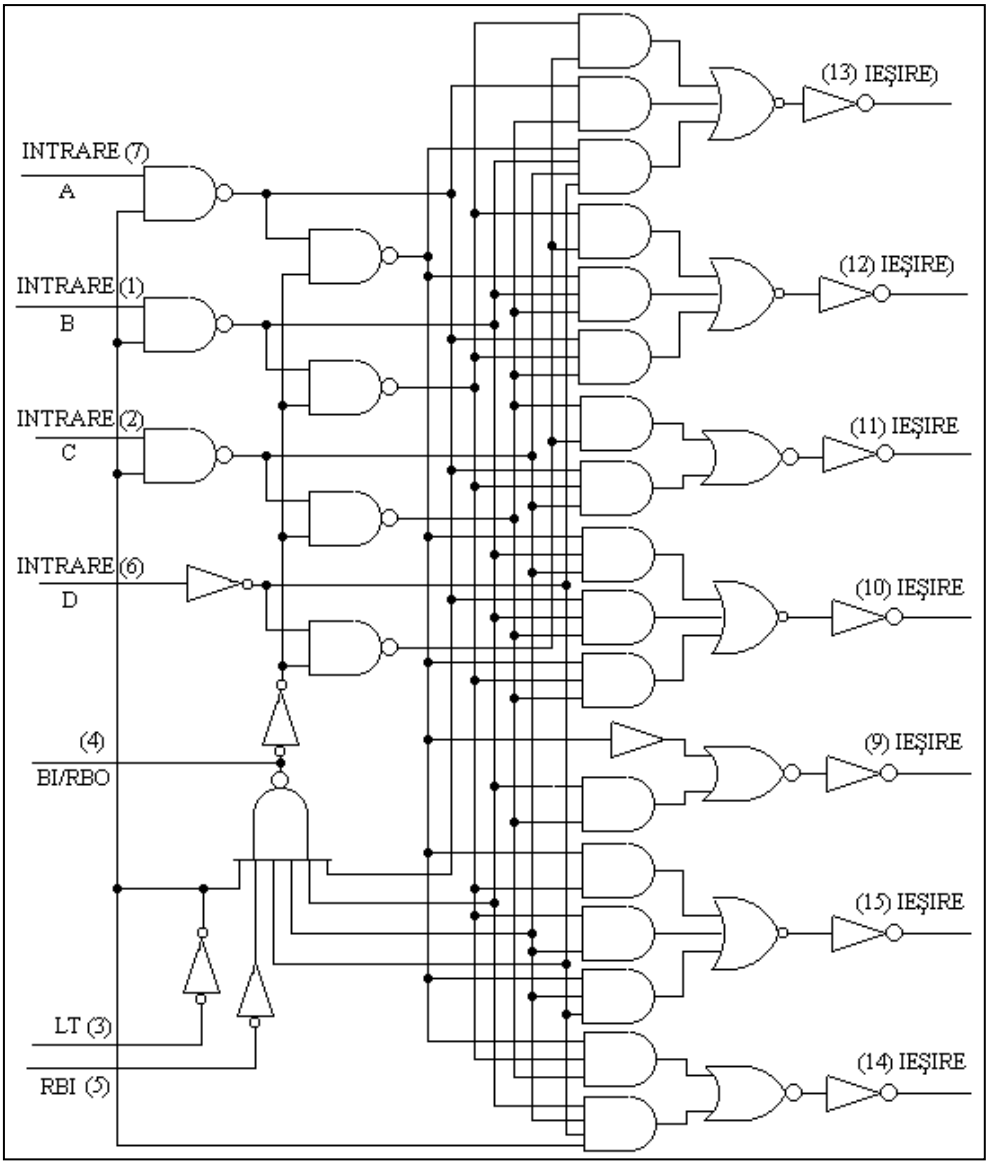


Fig. 6. 31 – Schema electronică a circuitului decodificator-formator 7447

În figura 6.32 este reprezentată schema de afişare pentru 6 cifre, în care se arată utilizarea intrării de stingere succesivă (RBI) pentru blocarea nulurilor în rangurile superioare ale indicatorului cu ranguri multiple.

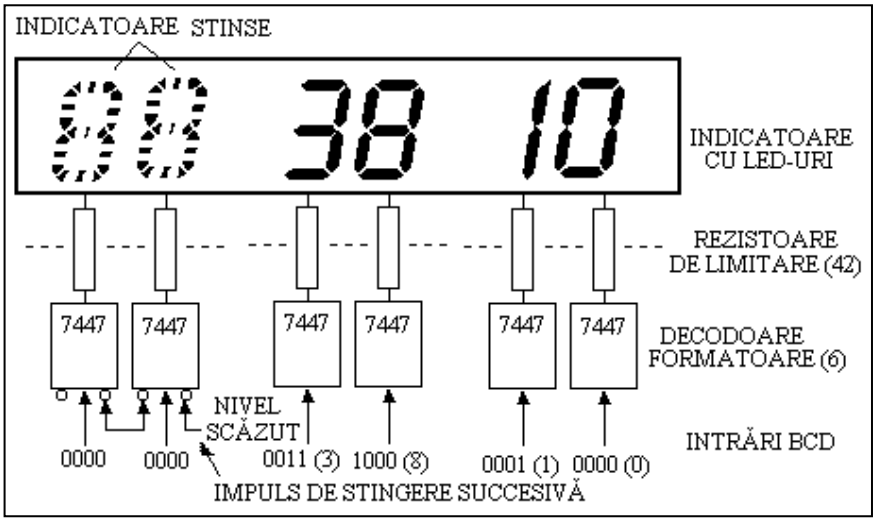


Fig. 6. 32 – Utilizarea intrării de stingere succesivă (RBI) pentru blocarea rangurilor superioare

6.3.5. Afişoare cu cristale lichide

Dispozitivele de afişaj cu diode luminescente funcţionează prin emisia unei radiaţii în domeniul vizibil. Pe de altă parte, dispozitivele de afişare cu cristale lichide nu emit radiaţie luminoasă, ci doar acţionează selectiv asupra fenomenelor de reflexie, absorbţie, dispersie şi difuzie a luminii ambiante, motiv pentru care energia consumată în timpul funcţionării este mai mică. În figura 6.33.a este prezentată construcţia unui afişor cu cristale lichide cu şapte segmente, în figura 6.33.b fiind prezentată cuplarea acestui afişor cu un circuit decodificator-formator integrat de tip CMOS.

Atunci când, la un segment oarecare al afişorului se aplică o succesiune de impulsuri simetrice dreptunghiulare de frecvenţă joasă, segmentul respectiv îşi modifică aspectul şi devine negru, în timp ce restul suprafeţei cristalului lichid rămâne de culoare deschisă (cenuşiu-argintie).

Pe placa inferioară a afişorului se aplică continuu impulsuri simetrice dreptunghiulare cu frecvenţa de 30 Hz. Acelaşi semnal se aplică şi la una din cele două intrări ale fiecărui circuit SAU-EXCLUSIV utilizate pentru comanda afişorului.

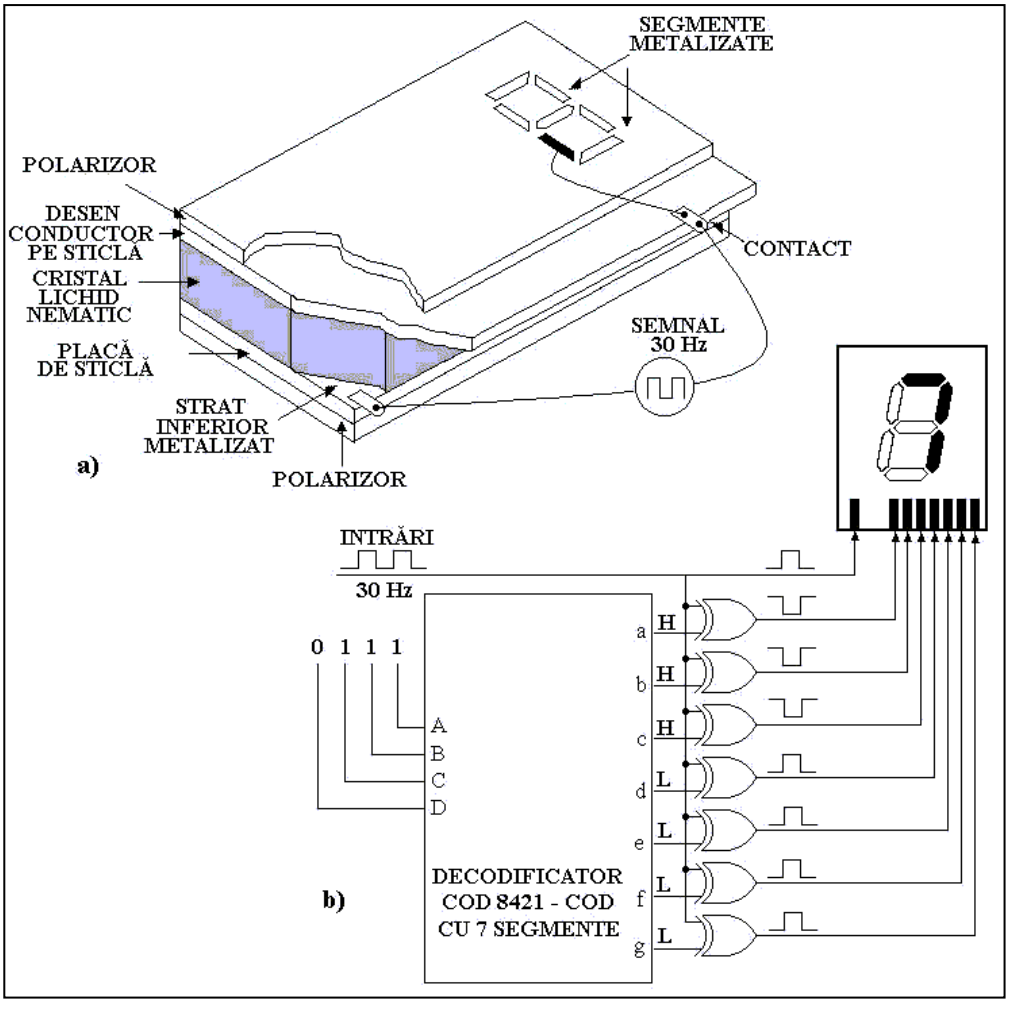


Fig. 6. 33 – Construcția afișorului cu cristale lichide (a) și comanda acestuia cu decodificator-formator CMOS (b)

6.4. Circuite basculante utilizate ca circuite logice

6.4.1. Circuite basculante bistabile (triggeri)

Circuitele basculante sunt circuite electronice de generare a impulsurilor, caracterizate prin două sau mai multe stări cvasistabile (de acumulare), trecerea de la o stare la alta (bascularea) făcându-se foarte rapid, curenții și tensiunile din circuit având și ei variații foarte rapide. Circuitele basculante sunt, de fapt, amplificatoare cu reacție pozitivă și, după numărul stărilor stabile pe care le au, sunt de trei feluri: circuite bistabile, circuite monostabile și circuite astabile.

Circuitele logice prezentate în paragrafele anterioare, numite circuite logice combinaționale, realizează sinteza unor operații logice.

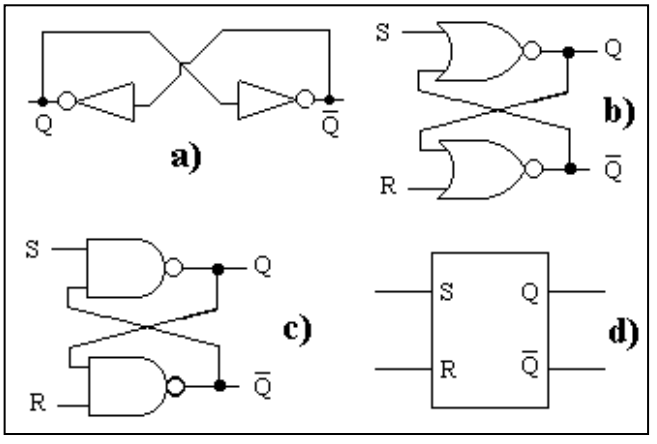


Fig. 6. 34 – Bistabil RS cu porți inversoare (a); bistabil RS asincron cu circuite SAU-NU (b) şi cu circuite ŞI-NU (c); reprezentarea convențională a circuitului bistabil RS asincron

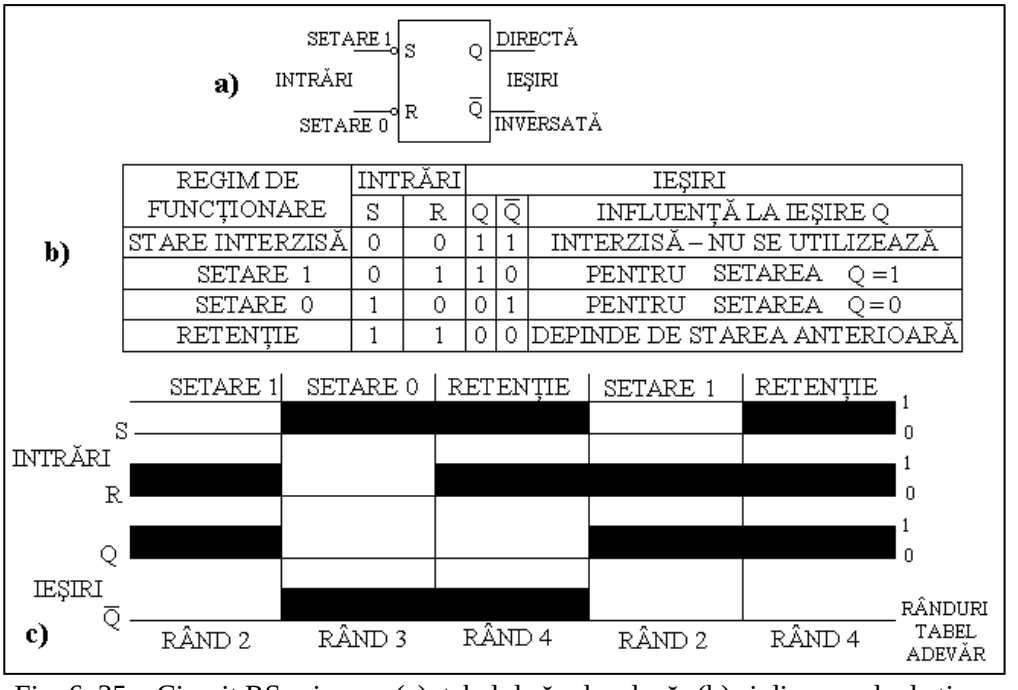
Pentru aceasta, este însă necesar ca variabilele să fie memorate (temporar sau permanent), în circuite logice specializate. Ca circuite de memorie pot fi utilizate circuitele basculante bistabile care, după modul de funcționare pot fi asincrone, la care tranzițiile la ieşire urmăresc acelaşi ritm cu cele de la intrare, indiferent de momentul producerii acestora şi sincrone, când tranzițiile la ieşire au loc numai la momente de timp bine determinate de un semnal de comandă, numit semnal de tact. Circuitele basculante, mai ales când sunt folosite în circuite de memorie, pot fi realizate cu circuite logice de bază, care, la rândul lor, se pot sintetiza cu porți elementare.

Cel mai simplu bistabil se poate realiza cu două porți inversoare, ca în figura 6.34.a, el fiind însă impropriu pentru utilizarea ca memorie, întrucât el nu poate fi comandat. Pentru a rezolva această problemă, se poate utiliza schema din figura 6.34.b, cu circuite SAU-NU, sau 6.34.c, cu circuite ŞI-NU. Bistabilul astfel realizat este un **bistabil RS asincron**, el comutând la orice modificare a stării la intrare. Reprezentarea convențională în circuite a acestui bistabil este cea din figura 6.34.d.

Circuitul are două intrări, S - intrarea de setare (stabilire 1) şi R - intrarea de resetare (stabilire 0) şi două ieşiri complementare, Q şi $\overline{Q}$. Funcționarea circuitului RS asincron se poate analiza pe baza tabelului de adevăr, dat în figura 6.35.b, pentru schema cu circuite ŞI-NU.

Se constată că, dacă la ambele intrări se stabileşte nivel logic 0, la ambele ieşiri se stabileşte nivel logic 1. În fapt, în acest caz, starea la ieşire este nedeterminată şi, ca atare, această situație este interzisă şi nu se

utilizează. Când S = 0 şi R = 1, Q = 1, când R = 0 şi S = 1, Q = 0, iar atunci când R = 1 şi S = 1, circuitul este în stare de repaus, ieşirile Q şi $\overline{Q}$ păstrându-şi stările logice avute anterior. Acesta este regimul de retenție.



b)

REGIM DE FUNCŢIONARE	INTRĂRI		IEŞIRI		
	S	R	Q	$\overline{Q}$	INFLUENŢĂ LA IEŞIRE Q
STARE INTERZISĂ	0	0	1	1	INTERZISĂ – NU SE UTILIZEAZĂ
SETARE 1	0	1	1	0	PENTRU SETAREA Q = 1
SETARE 0	1	0	0	1	PENTRU SETAREA Q = 0
RETENŢIE	1	1	0	0	DEPINDE DE STAREA ANTERIOARĂ

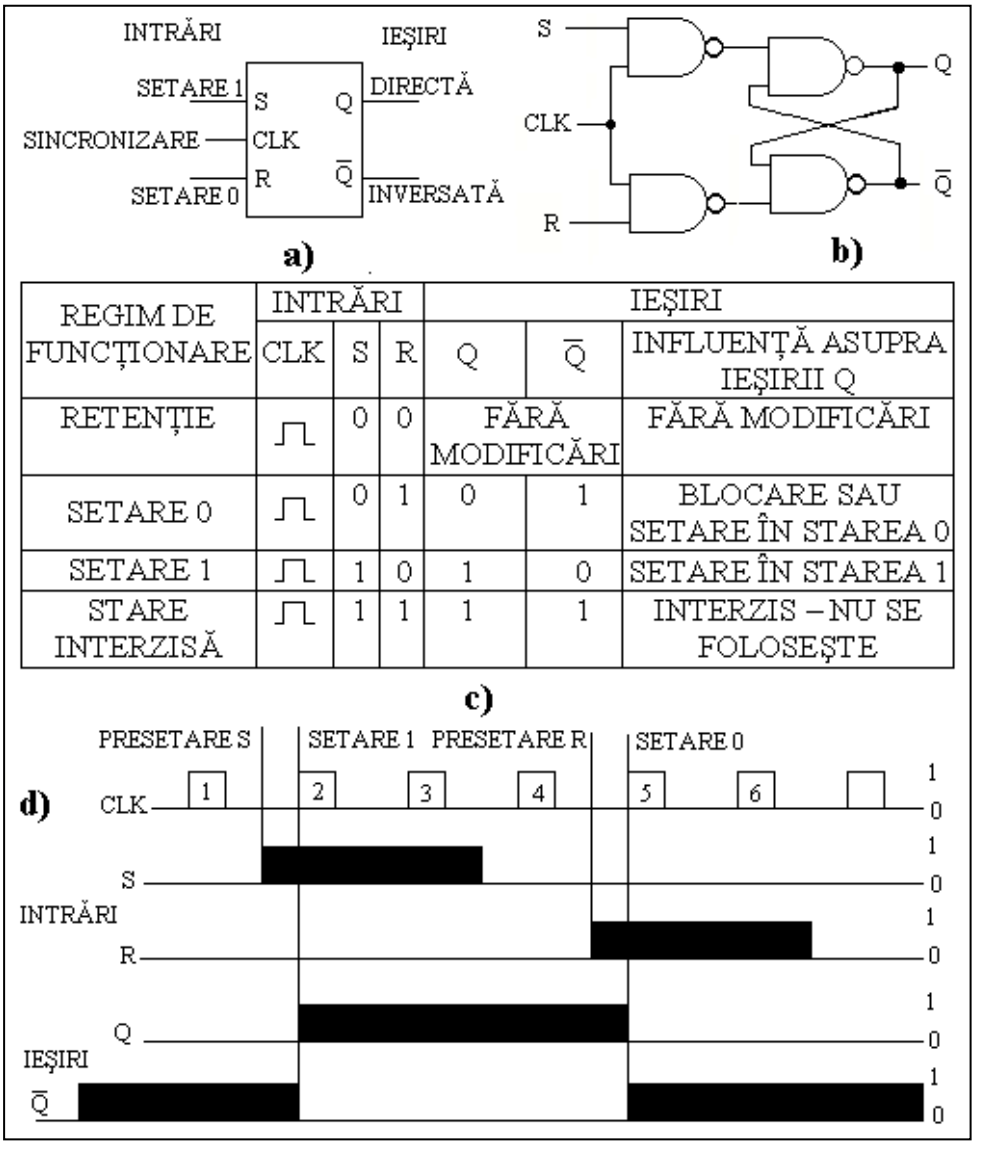
Fig. 6. 35 – Circuit RS asincron (a), tabelul său de adevăr (b) şi diagramele de timp ale semnalelor (c)

Pentru că modificarea stărilor (basculareа) circuitului RS este determinată de apariția nivelului logic 0 la una din intrările sale, se poate considera că reprezentarea mai fidelă a acestei scheme este cea din figura 6.35.a.

Descrierea funcționării se poate face pe baza diagramelor de timp ale semnalelor, prezentate în figura 6.35.c. Acestea arată nivelul tensiunii şi intervalele de timp dintre semnalele de intrare şi de ieşire.

În echipamentele numerice este însă nevoie ca diversele operații să se execute sincron şi, pentru aceasta, se completează schema din figura 6.34.c după cum se arată în figura 6.36.b, obținându-se un **bistabil RS sincron** (cu tact), reprezentarea schematică a acestuia fiind cea din figura 6.36.a.

După cum se poate constata analizând schema de mai sus, datorită circuitelor ŞI, basculareа nu este posibilă decât dacă semnalul se aplică la intrare sincron cu semnalul de tact, aplicat la intrarea suplimentară, CLK.



REGIM DE FUNCȚIONARE	INTRĂRI			IEŞIRI		
	CLK	S	R	Q	$\overline{Q}$	INFLUENȚĂ ASUPRA IEŞIRII Q
RETENȚIE	⎍	0	0	FĂRĂ MODIFICĂRI		FĂRĂ MODIFICĂRI
SETARE 0	⎍	0	1	0	1	BLOCARE SAU SETARE ÎN STAREA 0
SETARE 1	⎍	1	0	1	0	SETARE ÎN STAREA 1
STARE INTERZISĂ	⎍	1	1	1	1	INTERZIS – NU SE FOLOSEŞTE

c)

Fig. 6. 36 – Circuit RS sincron: reprezentare convențională (a), schema (b) tabelul de adevăr (c) şi diagramele de timp ale semnalelor (c)

Pe durata aplicării impulsului de tact, bistabilul se găseşte în stare de retenție. Nedeterminarea care apărea la circuitul RS asincron se păstrează în continuare.

Pentru înlăturarea nedeterminării apărute la ieşirea acestui tip de bistabil când intrările sunt la nivel logic 0 (sau 1 la bistabilul RS fără tact), cele două intrări pot fi legate între ele prin intermediul unei porți inversoare, eliminându-se astfel posibilitatea ca cele două intrări să se afle la acelaşi nivel logic în acelaşi timp.

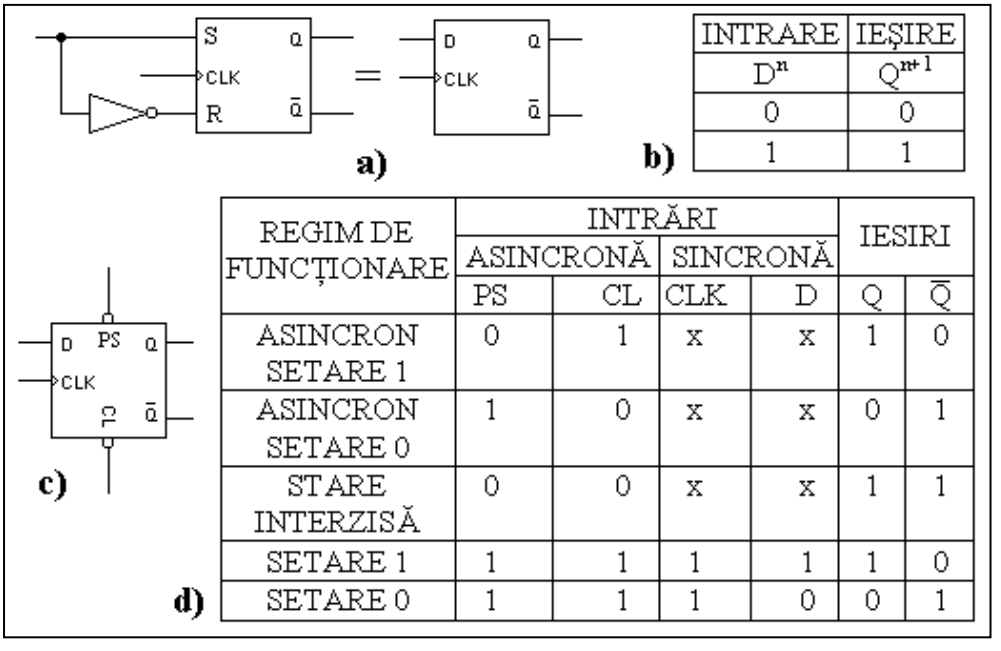
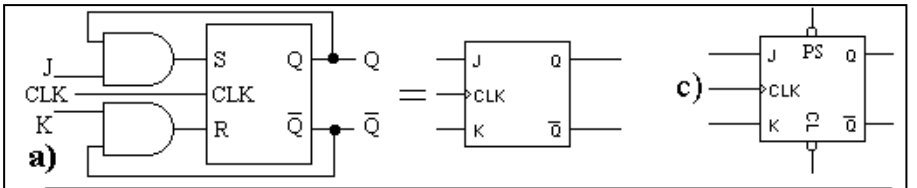


Fig. 6. 37 – Bistabil latch D: schema şi reprezentarea convențională (a), tabelul de adevăr (b), reprezentarea convențională a bistabilului D cu intrare de ştergere (CL – clear) (c) şi tabelul de adevăr (d) al acestuia (x – stare oarecare)

Se obține în acest fel un **bistabil latch D**, cu o singură intrare de date, având schema din figura 6.37.a şi tabelul de adevăr în figura 6.37.b. Aşa cum se vede în acest tabel, semnalul la ieşirea Q în tactul (n + 1) repetă semnalul care a fost la intrarea D în tactul anterior, n. Bistabilul din figura 6.37.c are două intrări suplimentare: de presetare (PS) şi de ştergere (CL). Nivelul logic 0 la intrarea PS determină nivelul logic 1 la ieşirea Q, iar nivelul logic 0 la CL determină nivel logic 0 la ieşirea Q. Primele trei rânduri ale tabelului de adevăr a acestui circuit (figura 6.37.d) definesc regimurile în care funcționarea circuitului este controlată de intrările asincrone, stările în care se pot găsi intrările sincrone în aceste situații fiind indiferente.

Intrările sincrone devin active la setarea în stare inactivă a intrărilor asincrone (PS = 1, CL = 1).

La circuitul bistabil D apare însă inconvenientul că, în timp ce linia de tact trece din starea logică 1 în starea logică 0, poate apărea o comutare a intrării de date.



a)

b)

REGIM DE FUNCȚIONARE	INTRĂRI			IEȘIRI		
	CLK	J	K	Q	$\overline{Q}$	INFLUENȚĂ ASUPRA IEȘIRII Q
RETENȚIE	⎍	0	0	FĂRĂ MODIFICĂRI		FĂRĂ SCHIMBARE - BLOCARE
SETARE 0	⎍	0	1	0	1	BLOCARE SAU SETARE ÎN STAREA 0
SETARE 1	⎍	1	0	1	0	SETARE ÎN STAREA 1
COMUTARE	⎍	1	1	SE COMUTĂ		SCHIMBAREA STĂRII

d)

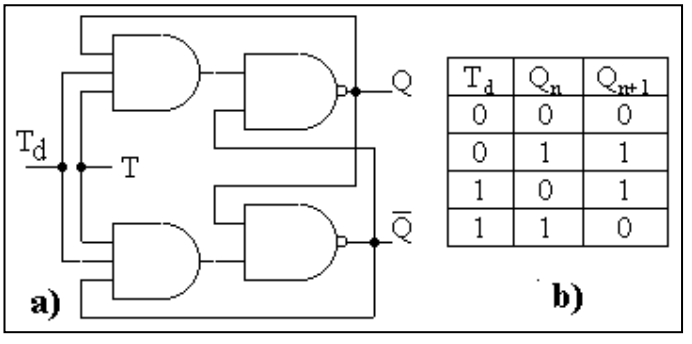
REGIM DE FUNCȚIONARE	INTRĂRI					IESIRI	
	ASINCRONĂ		SINCRONĂ				
	PS	CL	CLK	J	K	Q	$\overline{Q}$
ASINCRON SETARE 1	0	1	x	x	x	1	0
ASINCRON SETARE 0	1	0	x	x	x	0	1
STARE INTERZISĂ	0	0	x	x	x	1	1
RETENȚIE	1	1	⎍	0	0	FĂRĂ MODIFICĂRI	
SETARE 1	1	1	⎍	0	1	0	1
SETARE 0	1	1	⎍	1	0	1	0
COMUTARE	1	1	⎍	1	1	INVERSARE STARE	

Fig. 6. 38 – Bistabil JK: schema şi reprezentarea convențională (a), tabelul său de adevăr (b), bistabil JK cu intrări asincrone (c) şi tabelul de adevăr al acestuia (d)

Un alt circuit care elimină nedeterminarea de la circuitul RS este circuitul **bistabil JK**, derivat dintr-un circuit RS, aşa cum se poate vedea în figura 6.38.a. Dacă intrările J şi K sunt simultan la nivelul logic 1 şi se aplică impulsul de tact, ieşirea îşi modifică starea. Funcționarea bistabilului JK şi a

celui cu intrări asincrone, PS şi CL (figura 6.38.c) poate fi analizată complet pe baza tabelelor de adevăr ale acestora (figura 6.38.b, d)

O variantă cu o singură intrare de date a bistabilului JK este **bistabilul T**, prezentat în figura 6.39, la care starea la ieşire nu se modifică decât dacă intrarea de date, T_d, este anterior aplicării impulsului în starea logică 1, realizându-se astfel un ciclu complet la ieşire pentru două cicluri la intrare, deci o divizare cu 2.



T_d	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

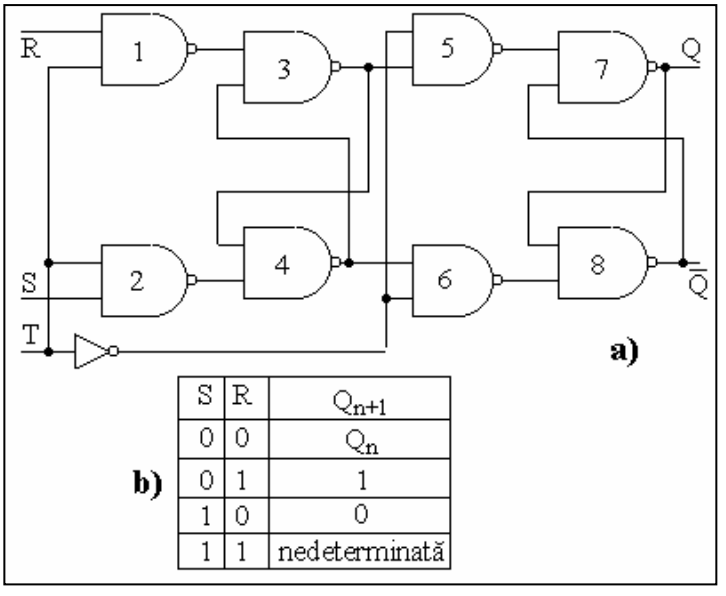
Fig. 6. 39 – Bistabil T: schema (a), tabelul de adevăr (b)

În practică, pentru evitarea comutării întrărilor de date în timp ce linia de tact trece de la nivelul logic 0 la nivelul logic 1, mai întâi se determină starea intrărilor, se deconectează intrările şi apoi se modifică ieşirile conform stării intrărilor. Acest lucru se poate realiza prin conexiunea „master-slave”[2] sau prin tehnica declanşării pe front.

Circuitul bistabil RS „master-slave” este reprezentat în figura 6.40, în care este dată şi tabela de adevăr. Funcționarea lui are loc astfel: când intrarea de tact trece din starea logică 0 în starea logică 1, porțile 5 şi 6 se blochează, deschizându-se însă porțile 1 şi 2, ceea ce permite transferul datelor de intrare către primul bistabil RS, numit „master”, format de porțile 3 şi 4. La tranziția intrării de tact din starea logică 1 în starea logică 0 , mai întâi are loc blocarea porților 1 şi 2, întrerupându-se legătura dintre intrările de date şi bistabilul „master”, după care se deschid porțile 5 şi 6, ceea ce permite transferul conținutului ieşirilor „master”-ului către bistabilul RS, numit „slave”, format de porțile 7 şi 8.

Separarea completă a ieşirilor Q şi $\overline{Q}$ de intrările R şi S precum şi comanda şi transferul de date pe palierul semnalului de tact, fac ca acest bistabil să prezinte o mare imunitate la zgomot.

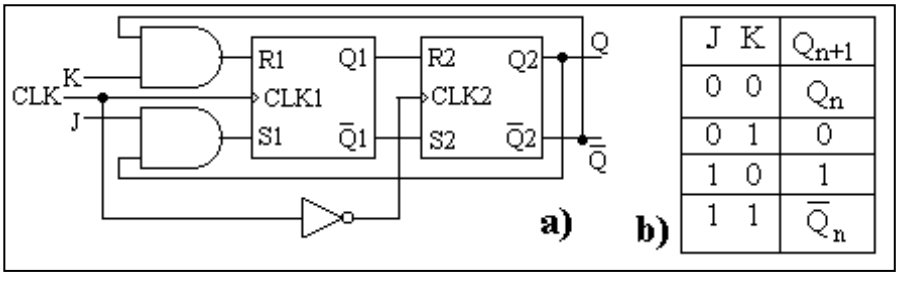
[2] stăpân-sclav", în limba engleză



S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	1
1	0	0
1	1	nedeterminată

Fig. 6. 40 – Bistabil RS master-slave: schema (a), tabelul de adevăr (b)

Singura problemă rămâne nedeterminarea pentru R şi S simultan în starea logică 1; ea se poate rezolva prin introducerea unei reacţii, obţinându-se astfel **circuitul basculant bistabil JK „master-slave”**, care este prezentat în figura 6.41.



J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q}_n$

Fig. 6. 41 – Bistabil JK master-slave: schema (a) şi tabelul de adevăr (b)

În anumite cazuri, este necesar ca transferul unor date să se facă întârziat cu un impuls de tact[3]. În acest scop, se utilizează **circuitul bistabil D[4]** cu acţionare pe front. Schema circuitului este prezentată în figura 6.42.

[3]de exemplu, la registrele de deplasare
[4]D provine de la iniţiala cuvântului delay = întârziere (în limba engleză)

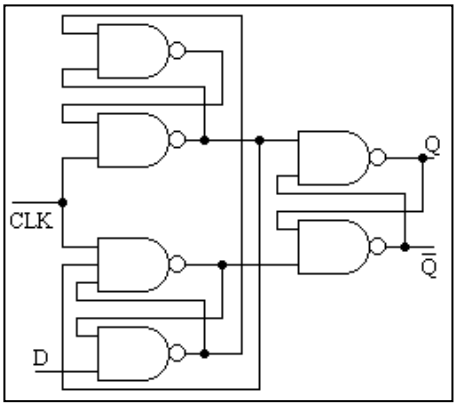


Fig. 6. 42 – Bistabil D cu acționare pe front

În general, circuitele bistabile de diferite tipuri, realizate sub formă integrată, sunt prevăzute în plus cu intrări asincrone de comandă, prin care se poate acționa direct asupra ieşirilor: intrarea **preset** poziționează starea inițială dorită la ieşire şi intrarea **clear** şterge datele înscrise la ieşire. Aplicația lor cea mai importantă este în realizarea memoriilor pentru tehnica de calcul.

6.4.2. Utilizarea circuitelor basculante logice ca circuite de memorie

În figura 6.43 este prezentată schema bloc a unui sistem numeric. Prin comanda dată la dispozitivul de intrare (tastatură), sistemul acționează afişând cifra corespunzătoare tastei apăsate. La încetarea acțiunii comenzii, sistemul din figura 6.43.a încetează să mai afişeze cifra respectivă.

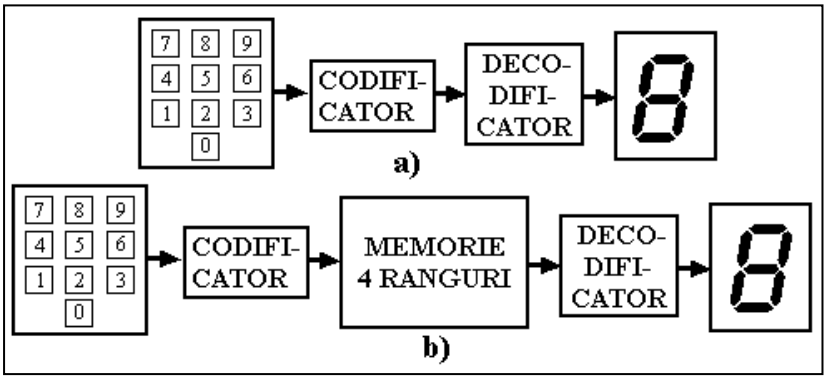
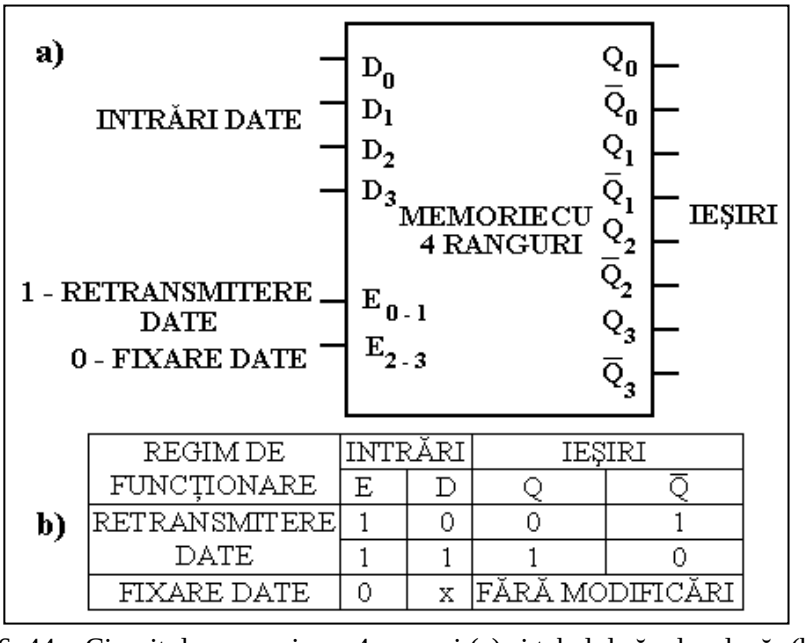


Fig. 6. 43 – Sistem numeric de afişaj: fără memorie tampon (a) şi cu memorie tampon (b)

Pentru a se păstra afişajul respectiv şi după ce tasta nu mai este acţionată (la acţionare singulară a tastei), se foloseşte un sistem de memorare, (memorie tampon, sau memorie buffer), plasat aşa cum se vede în figura 6.43.b, al cărui rol, de memorator cu 4 ranguri, construit pe baza unor circuite bistabile, de tipul celor analizate mai sus.

Astfel, în figura 6.44 este prezentat circuitul de tip 7475 (CDB 475), alcătuit din 4 triggeri D, care poate fi folosit ca memorie tampon cu 4 ranguri. Intrarea E_{0-1} este similară intrării de tact a triggerului D şi se foloseşte pentru comanda simultană a două triggeri, D_0 şi D_1 din componenţa circuitului. Cealaltă intrare, E_{2-3} are acelaşi rol, pentru triggerii D_2 şi D_3. Dacă nivelul logic al acestor intrări este 1, circuitul funcţionează în regim de retransmitere a datelor, când semnalele la ieşirile Q repetă semnalele de la intrările corespunzătoare D. Dacă nivelul logic al intrărilor E este 0, circuitul funcţionează în regim de memorare a datelor, ieşirile Q păstrând starea în care se aflau în momentul trecerii circuitului în acest regim.

6.4.3. Comanda circuitelor basculante bistabile



b)

REGIM DE FUNCŢIONARE	INTRĂRI		IEŞIRI	
	E	D	Q	$\overline{Q}$
RETRANSMITERE DATE	1	0	0	1
	1	1	1	0
FIXARE DATE	0	x	FĂRĂ MODIFICĂRI	

Fig. 6. 44 – Circuit de memorie cu 4 ranguri (a) şi tabelul său de adevăr (b)

Aşa cum s-a văzut în paragraful 6.4.1, circuitele basculante bistabile sincrone pot comuta comandat în două moduri, în acest fel ele şi clasificându-se în două categorii:

- circuite basculante bistabile cu comandă pe frontul sau căderea impulsului de tact;

- circuite basculante bistabile de tip conducător-condus, sau master-slave (MS).

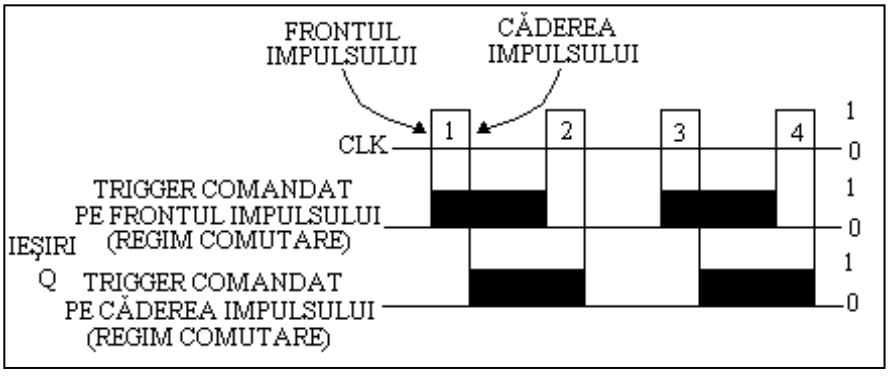


Fig. 6. 45 – Diagramele de timp ale triggerilor comandați pe frontul sau căderea impulsului de tact

Diagramele de timp din figura 6.45 ilustrează funcționarea a două triggeri din prima categorie în regim de comutare, unul fiind comandat pe front, celălalt pe căderea impulsului de tact. Din aceste diagrame, se observă că triggerul comandat pe front basculează de fiecare dată în momentul trecerii frontului impulsului de tact, în timp ce triggerul comandat pe căderea impulsului basculează la trecerea acesteia. Ca atare, între momentele de basculare ale celor două triggeri există o decalare în timp. Reprezentarea convențională a celor două tipuri de circuite basculante bistabile este dată în figura 6.46.

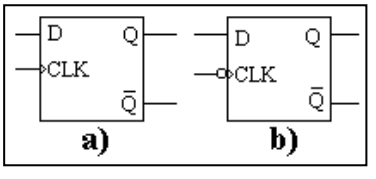


Fig. 6. 46 – Trigger comandat pe front (a) sau pe căderea impulsului de tact (b)

Un alt mod de comandă este cel descris anterior, prin metoda „master-slave”. Pentru bascularea triggerului JK-MS se folosește tot un impuls de tact (figura 6.47). Pe impulsul 1 sunt notate patru puncte caracteristice, a, b, c, d. În momentele de timp corespunzătoare acestor puncte, în triggerul JK-MS se produc următoarele procese:

- punctul a (frontul impulsului): intrările se izolează de ieşiri;
- punctul b (frontul impulsului): informația de la intrările J şi K ajunge în trigger;
- punctul c (căderea impulsului): intrările J şi K se decuplează;

- punctul d (căderea impulsului): informația din trigger se transmite la ieşirile acestuia.

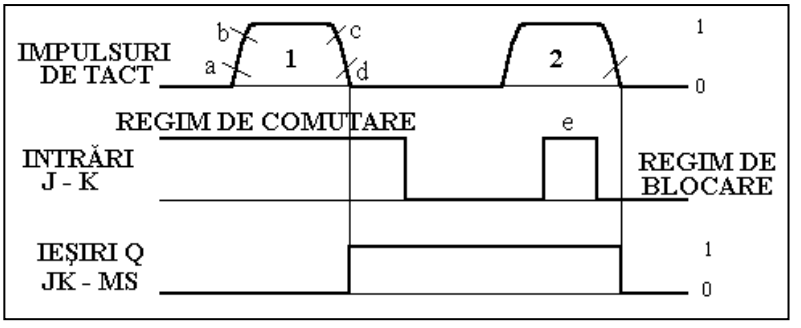


Fig. 6. 47 – Comanda circuitului basculant JK-MS

6.5. Numărătoare

Majoritatea sistemelor numerice conțin circuite de numărare, destinația acestora fiind determinarea unui număr de evenimente sau de intervale de timp. Ele sunt circuite logice secvențiale care permit numărarea impulsurilor aplicate la intrare şi memorarea lor. Ele pot fi utilizate şi în alte scopuri, cum ar fi divizarea de frecvență.

6.5.1. Numărătoare asincrone

Procedurile de numărare binară şi zecimală şi zecimală sunt ilustrate în tabelul 6.4.

Folosind numai 4 ranguri binare (D, C, B şi A), se poate număra de la 0000 până la 1111 în sistemul binar, adică de la 0 la 15 în sistemul zecimal. Coloana A a tabelului corespunde rangului cel mai puțin semnificativ, coloana D corespunzând celui mai semnificativ rang. Un dispozitiv de numărare care numără de la 0 la 15 trebuie să aibă 16 stări de ieşire, el numindu-se numărător cu 4 ranguri. Schema funcțională a unui numărător cu 4 ranguri, alcătuit din patru circuite basculante bistabile JK este prezentată în figura 6.48.a. În momentul inițial, starea ieşirilor numărătorului corespunde numărului binar 0000 (numărătorul este şters – CLEAR). La aplicarea impulsului de tact 1 la intrarea de sincronizare (CLK) a triggerului T_1, acesta basculează (pe căderea impulsului) şi la ieşirea numărătorului apare numărul binar 0001. Al doilea impuls de tact basculează triggerul T_1 în starea sa inițială (Q = 0), ceea ce, la rândul său, determină bascularea triggerului T_2 în starea Q = 1. La ieşirea numărătorului apare numărul binar 0010.

Numărătoarea continuă în acest fel, căderea fiecărui impuls determinând bascularea triggerului T_1, T_2 basculează de două ori mai rar (o dată la două impulsuri) şi aşa mai departe.

Tabel 6.4 –Succesiunea de numărare pentru numărătorul cu 4 ranguri

NUMĂRARE BINARĂ				NUMĂRARE ZECIMALĂ
D	C	B	A	
8	4	2	1	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

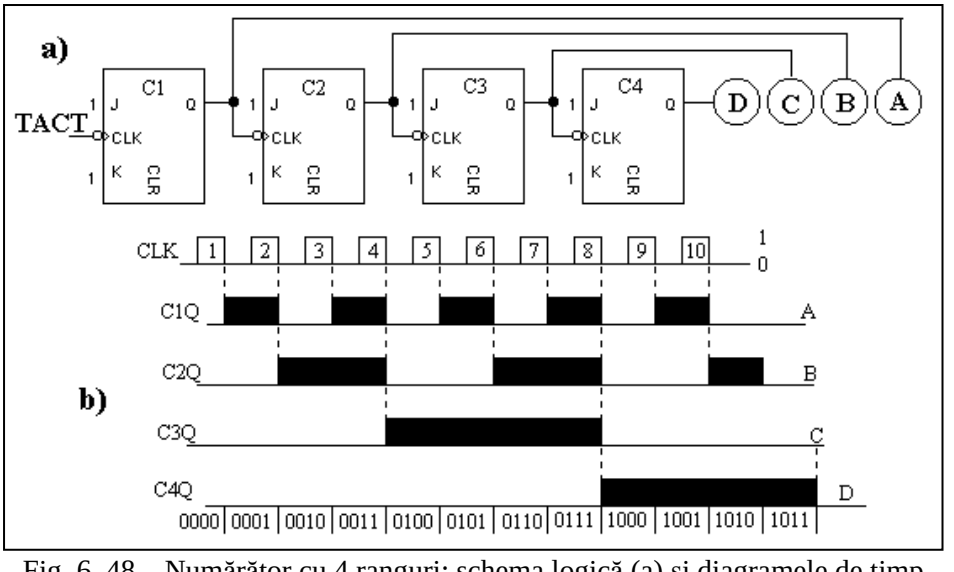


Fig. 6. 48 – Numărător cu 4 ranguri: schema logică (a) şi diagramele de timp ale semnalelor (b)

Diagramele de timp din figura 6.48.b ilustrează şi ele funcționarea numărătorului la numărarea primelor 10 impulsuri.

Deoarece fiecare trigger nu poate acționa direct decât asupra celui următor (de rang imediat superior), pentru bascularea tuturor triggerilor, adică pentru parcurgerea unui ciclu de numărare este necesar un anumit interval de timp.

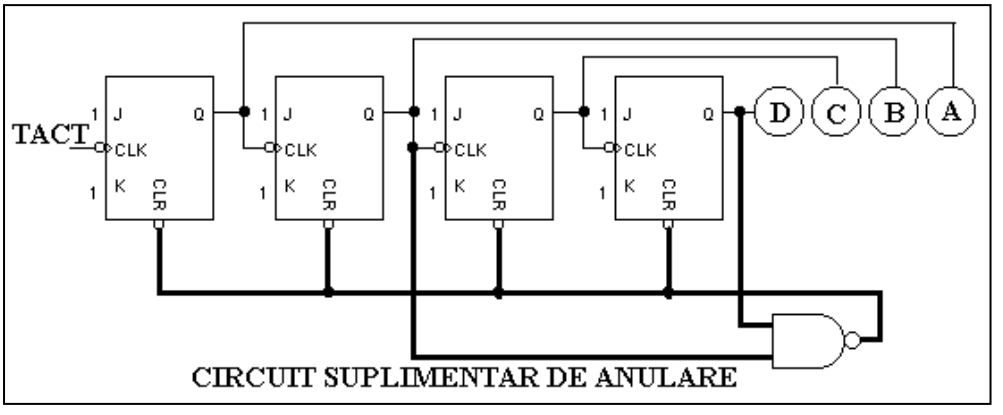


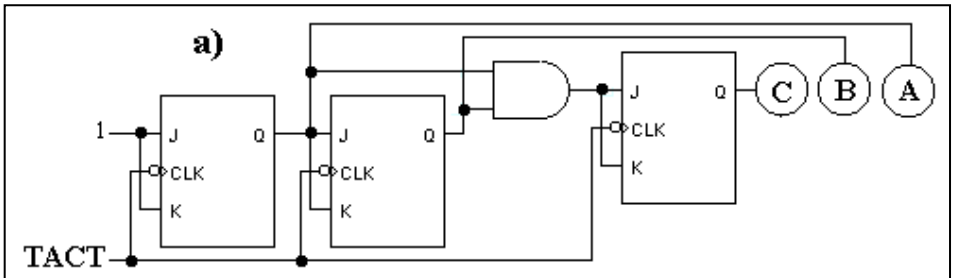
Fig. 6. 49 – Schema numărătorului asincron decadic

Un alt numărător asincron numărătorul decadic, construit pe baza schemei anterioare, este cel din figura 6.49, unde, în plus, este adăugat un circuit ŞI-NU cu rol de ştergere, adică de setare în stare 0 a tuturor triggerilor în momentul sosirii celui de-al zecelea impuls. Acest lucru se face ținând cont că numărul 10 în formă binară este 1010, deci numai rangurile 1 şi 3 trebuie setate în 0, celelalte fiind deja în această stare. În acest fel, numărarea începe din nou, ciclul repetându-se după fiecare10 impulsuri.

6.5.2. Numărătoare sincrone

Aceste numărătoare se folosesc pentru creşterea vitezei de numărare. Schema unui numărător sincron cu trei ranguri este prezentată în figura 6.50.a. Dacă se analizează schema legăturilor intrărilor de sincronizare ale triggerilor (CLK), se observă că acestea sunt legate în paralel; impulsurile de tact se aplică nemijlocit la intrarea de sincronizare a fiecărui trigger.

Succesiunea de numărare într-un ciclu este prezentată în tabelul din figura 6.50.b. Coloana A a tabelului corespunde rangului binar 0 (rangul unităților), coloana B corespunde rangului zecilor şi coloana C corespunde rangului sutelor. Pe baza schemei din figura 6.50.a şi a tabelului din figura 6.50.b, se poate face analiza completă a unui ciclu de funcționare a numărătorului sincron cu trei ranguri.



b)

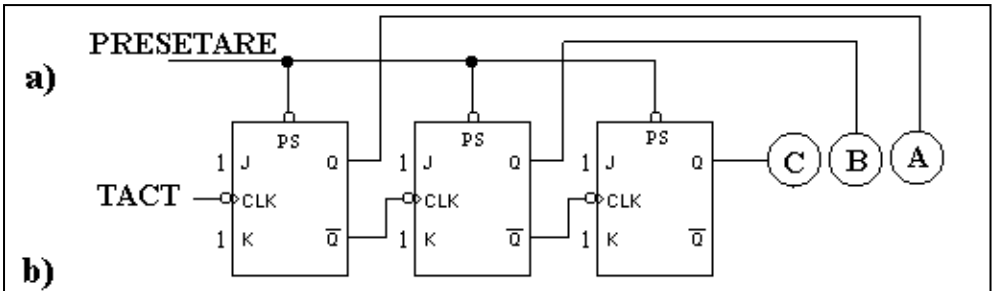
RÂND	NR. IMPULS TACT	SUCCESIUNE BINARĂ DE NUMĂRARE			NUMERE ZECIMALE
		C	B	A	
1	0	0	0	0	0
2	1	0	0	1	1
3	2	0	1	0	2
4	3	0	1	1	3
5	4	1	0	0	4
6	5	1	0	1	5
7	6	1	1	0	6
8	7	1	1	1	7
9	8	0	0	0	8

Fig. 6. 50 – Numărător sincron cu trei ranguri: schema logică (a) şi tabelul succesiunii de numărare (b)

6.5.3. Numărătoare inverse

Până acum s-au analizat aşa-numitele numărătoare directe, sau de acumulare, care numără în sens crescător impulsurile de la intrare. Există însă şi situații când este nevoie de o numărare în sens invers, descrescător, caz în care numărătorul se numeşte numărător invers. Schema unui numărător asincron invers cu trei ranguri este prezentată în figura 6.51.a, în tabelul din figura 6.51.b fiind prezentată succesiunea de numărare. Schema numărătorului este asemănătoare cu cea a numărătorului direct din figura 6.48, deosebirea constând numai în metoda de transfer al semnalului de la triggerul T_1 şa T_2 şi de la acesta la T_3. Intrarea de sincronizare (CLK) a fiecărui trigger este legată la ieşirea complementară ($\overline{Q}$) a triggerului anterior.

Înaintea începerii numărării, este necesar ca acesta să fie presetat în starea 111 (numărul zecimal 9), prin intermediul intrării de preset (PS).



NR. IMPULS TACT	SUCCESIUNE BINARĂ DE NUMĂRARE			NUMERE ZECIMALE
	C	B	A	
0	1	1	1	7
1	1	1	0	6
2	1	0	1	5
3	1	0	0	4
4	0	1	1	3
5	0	1	0	2
6	0	0	1	1
7	0	0	0	0
8	1	1	1	7
9	1	1	0	6

Fig. 6. 51 – Numărător asincron invers cu 3 ranguri: schema (a) şi succesiunea de numărare (b)

6.5.4. Numărătoare cu autooprire

Numărătorul invers prezentat în paragraful anterior este un numărător ciclic. Cu alte cuvinte, când acest numărător trece în starea 000, el începe din nou numărarea de la numărul binar 111 şi aşa mai departe. În unele cazuri, este necesar ca numărătoarea să se oprească atunci când s-a terminat seria de numărare.

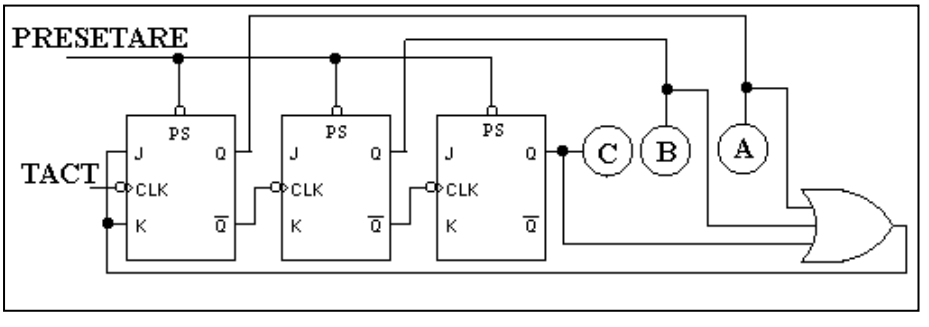


Fig. 6. 52 – Numărător invers cu 3 ranguri cu autooprire

Schema unui astfel de numărător este prezentată în figura 6.52, ea fiind obținută plecând de la schema din figura 6.51.a, la care se adaugă un circuit SAU cu 3 intrări, care stabilește valoarea 0 la intrările triggerului T_1 (cel din stânga) atunci când la ieşirile C, B A ale numărătorului apare semnalul 000. Acest numărător poate începe un nou ciclu de numărare numai dacă la intrarea de presetare se aplică nivelul logic 0.

Utilizând un element logic sau o combinație de mai multe astfel de elemente, se poate completa schema oricărui numărător, direct sau invers, pentru oprirea numărării acestuia.

6.6. Registre de deplasare

Acestea sunt circuite ce permit înscrierea (memorarea) unor informații (valori logice) şi transferarea la cerere a acestora. În funcție de modul de introducere şi citire a datelor, (simultan în toate celulele registrului sau succesiv, poziție cu poziție), registrele pot fi:

- cu scriere paralel (scrierea se face simultan în toate celulele) sau serie (scrierea se face succesiv, fiind comandată prin impulsurile de tact, câte unul pentru fiecare cifră binară - bit);
- cu citire paralel sau serie.

Prin combinarea acestor moduri de citire şi scriere se pot obține registre cu scriere-citire de tip serie-serie, paralel-paralel, serie-paralel şi paralel-serie. Modul de scriere-citire al acestora este arătat în figura 6.53.

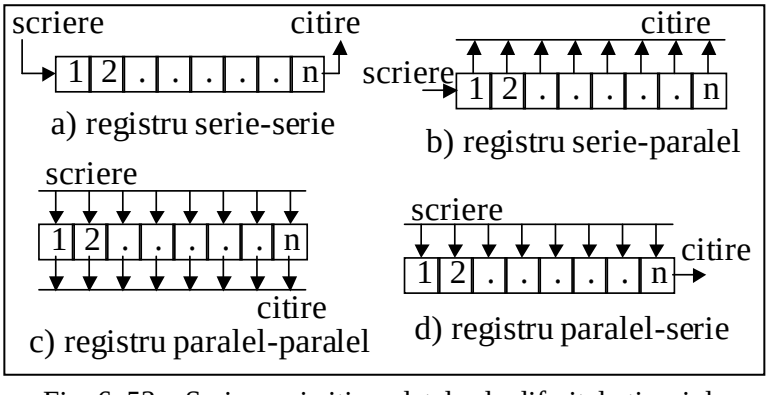


Fig. 6. 53 – Scrierea şi citirea datelor la diferitele tipuri de numărătoare

Pentru construirea registrelor se folosesc bistabili D. Un exemplu de registru cu scriere serie cu patru celule este cel din figura 6.54. Pentru înscrierea informației, mai întâi, la intrarea de reset (CL) se aplică un puls având ca efect trecerea tuturor ieşirilor în starea logică 0 (ştergere), după care, la fiecare impuls de tact se aplică concomitent la intrare biții de informație.

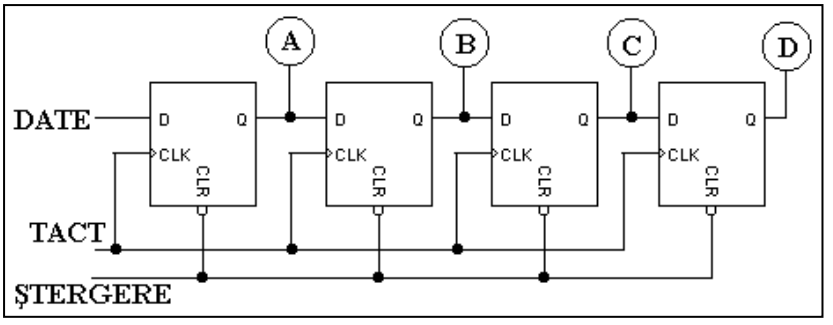


Fig. 6. 54 – Registru de deplasare cu scriere serială, cu 4 ranguri, realizat cu triggeri D

La primul impuls de tact, dacă primul bit este 0 , ieşirea Q_1 rămâne 0, dacă aceasta este 1, Q_1 trece, de asemenea, în 1. La al doilea impuls de tact această valoare înscrisă la ieşirea primului bistabil va fi transferată la ieşirea celui de-al doilea bistabil, la ieşirea primului fiind acum înscrisă valoarea de la intrare aplicată în timpul celui de-al doilea impuls de tact. După aplicarea celui de-al treilea impuls, şi a celui de-al patrulea, primul bistabil va conține informația transmisă la intrare în timpul celui de-al patrulea impuls de tact, al doilea pe cea din timpul celui de-al treilea impuls, al treilea bistabil pe cea din timpul celui de-al doilea impuls şi al patrulea bistabil pe cea din timpul primului impuls.

Tabel 6.5 – Funcționarea registrului de deplasare cu 4 ranguri

INTRĂRI				IEŞIRI			
Nr. rând	Ştergere	Date	Nr. impuls tact	A	B	C	D
1	0	0	0	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0	0	0
3	1	1	1	1	0	0	0
4	1	1	2	1	1	0	0
5	1	1	3	1	1	1	0
6	1	0	4	0	1	1	1
7	1	0	5	0	0	1	1
8	1	0	6	0	0	0	1
9	1	0	7	0	0	0	0
10	1	0	8	0	0	0	0
11	1	1	9	1	0	0	0
12	1	0	10	0	1	0	0
13	1	0	11	0	0	1	0
14	1	0	12	0	0	0	1
15	1	0	13	0	0	0	0

Astfel, la fiecare impuls de tact informația înscrisă într-un bistabil se deplasează la următorul, astfel de registre numindu-se **registre de deplasare**. Funcționarea completă a circuitului studiat se poate analiza pe baza tabelului 6.5. Dacă bistabilii sunt prevăzuți şi cu intrări de preset (PS), acestea se pot folosi la scrierea paralelă a informației. Informația este citită în mod serial, în ritmul impulsurilor de tact, la ieşirea serie, sau paralel (figura 6.55).

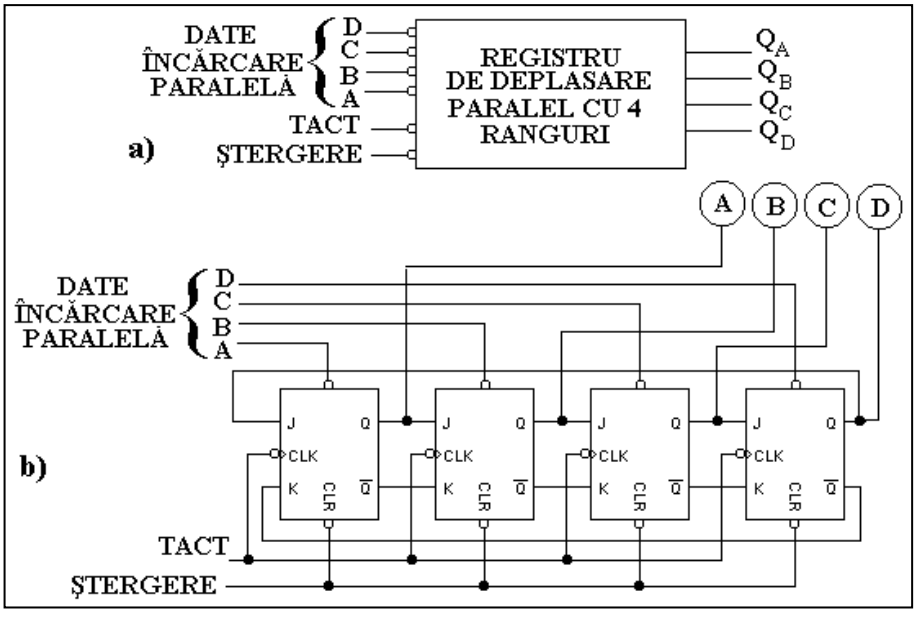


Fig. 6. 55 – Registru de deplasare cu scriere paralelă, cu 4 ranguri

Unele registre permit deplasarea şi în sens invers a informației, ele numindu-se **registre reversibile**; de asemenea, registrele construite în formă integrată pot fi mixte, permițând accesul la intrare şi/sau ieşire atât în format serie cât şi paralel. După cum se poate constata, citirea serială este distructivă, informația distrugându-se în timpul acestui proces, în timp ce citirea paralelă este nedistructivă.

6.7. Dispozitive aritmetice

6.7.1. Adunarea binară

Tabelul adunării în sistemul de numerație binar este prezentat în figura 6.56.a, unde primele trei situații sunt evidente. În cazul celei de-a patra situații (1 + 1), rezultatul este 0 plus transportul lui 1 în rangul binar superior. Acest mod de calcul este evidențiat în exemplele următoare (figura 6.56.b).

Situațiile din figura 6.56.a sunt valabile însă numai în cazul unităților (rangul 0), deoarece, în cazul rangurilor de ordin superior, mai poate apărea o

situație, redată în exemplul din figura 6.56.c şi anume 1 + 1 + 1. Rezultatul acestei sume este 1 plus transportul unei unități în rangul imediat superior. Astfel, pentru ranguri de ordin superior celui al unităților, situațiile posibile de adunări binare sunt redate în figura 6.56.d.

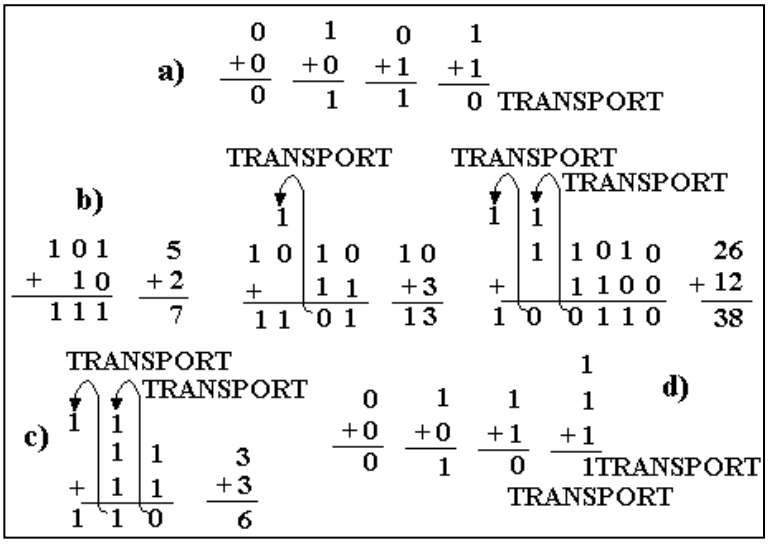


Fig. 6. 56 – Adunarea binară

6.7.2. Semisumatoare

Tabelul de adunare din figura 6.56.a poate fi scris ca un tabel de adevăr, pe baza lui putându-se sintetiza circuitul logic capabil să realizeze operația de adunare binară.

INTRĂRI		IEŞIRI	
B	A	Σ	T
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1
NUMERE BINARE COMPONENTE		SUMĂ SAU EXCLUSIV	TRANSPORT ŞI

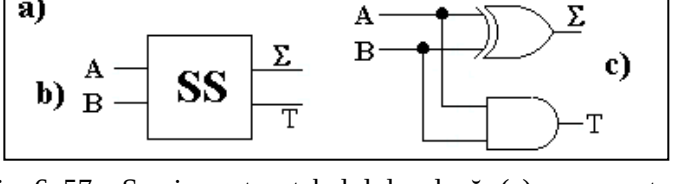


Fig. 6. 57 – Semisumator: tabelul de adevăr (a); reprezentare convențională (b); schema logică (c)

Acest tabel de adevăr este prezentat în figura 6.57.a, circuitul care realizează această funcție fiind numit semisumator (figura 6.57.b, c). Acest circuit primește la intrare valorile celor două cifre binare ce urmează a fi adunate, la cele două ieșiri el prezentând suma (la ieşirea Σ) şi transportul (la ieşirea T). Sinteza circuitului se poate face utilizând un circuit SAU-EXCLUSIV şi un circuit ŞI, aşa cum se poate vedea în figura 6.57.c.

Utilizarea circuitului SAU-EXCLUSIV este evidentă, deoarece, pentru a realiza funcția logică de adunare, conform regulilor:

$$0 + 0 = 0;\ 0 + 1 = 1;\ 1 + 0 = 1;\ 1 + 1 = 0,$$

aceasta trebuie să aibă expresia următoare:

$$f(A, B) = \overline{A}\,B + A\,\overline{B} = (A + B)(\overline{A \cdot B}) = A \oplus B,$$

adică aceasta este funcția SAU-EXCLUSIV (relația 6.19 şi tabelul de adevăr din figura 6.11.c).

6.7.3. Sumatoare

În cazul adunării în ranguri superioare, poate interveni un al treilea termen, termenul de transport, aşa cum s-a văzut în figura 6.56.d. În acest caz, circuitul ce realizează operația de adunare este un sumator, tabelul de adevăr al acestuia fiind dat în figura 6.58.a. În figura 6.58.b este dată reprezentarea convențională, în figura 6.58.c este dată schema logică, iar în figura 6.58.d este dată schema de detaliu a sumatorului. Sumatoarele şi semisumatoarele se folosesc de obicei împreună. Astfel, pentru rezolvarea exemplului din figura 6.56.c, este nevoie de un semisumator pentru adunarea unităților (2^0) şi două sumatoare, pentru adunarea zecilor (2^1) şi sutelor (2^2). Astfel de circuite sunt folosite în primul rând în construcția unităților aritmetico-logice ale microprocesoarelor, caz în care ele sunt concepute pentru adunarea cu 8, 16 sau 32 ranguri.

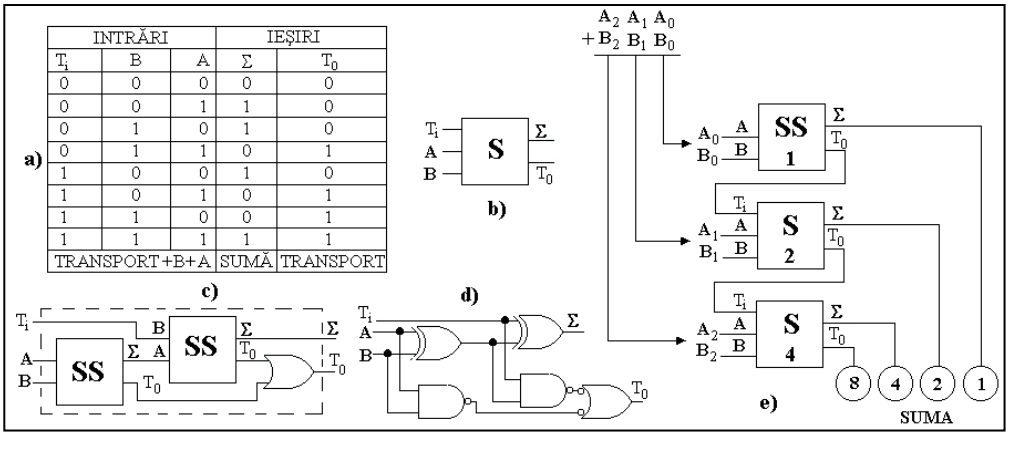
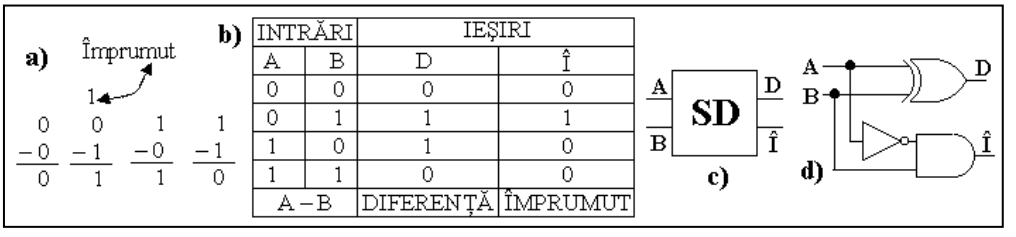


Fig. 6. 58 – Sumator: tabelul de adevăr (a); reprezentare convențională (b); schema logică pe baza a două semisumatoare (c); schema de detaliu (d); sumator cu trei ranguri (e)

Pentru memorarea datelor la intrarea şi la ieşirea sumatoarelor se utilizează diverse registre suplimentare, de obicei, trei: pentru operanzi şi pentru sumă. Dacă unul dintre registrele pentru operanzi este folosit şi ca registru pentru sumă, acest registru se numeşte acumulator.

6.7.4. Scăderea binară; semiscăzătoare; scăzătoare

Scăderea binară este o operaţie asemănătoare adunării binare, modul de realizare a acestei operaţii fiind arătat în figura 6.59.a, tabelul de adevăr fiind dat în figura 6.59.b.



INTRĂRI		IEŞIRI	
A	B	D	Î
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	0
1	1	0	0
A − B		DIFERENŢĂ	ÎMPRUMUT

Fig. 6. 59 – Scăderea binară (a); tabelul de adevăr (b); reprezentare convenţională a semiscăzătorului (c); schema logică a semiscăzătorului (d)

Circuitul care realizează operaţia logică de scădere conform acestui tabel de adevăr se numeşte semiscăzător, reprezentarea sa grafică convenţională fiind cea din figura 6.59.c, iar schema logică fiind cea din figura 6.59.d.

Circuitul semiscăzător prezintă două intrări, A şi B, pentru cifrele binare ce urmează a fi scăzute şi două ieşiri, D, la care se obţine rezultatul scăderii ($D = A \oplus B$) şi $\hat{I} = \overline{A} \cdot B$.

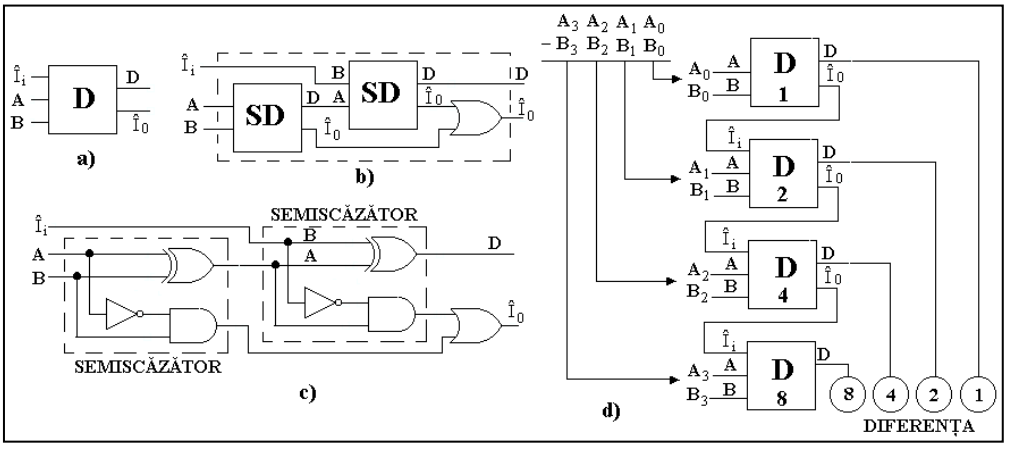


Fig. 6. 60 – Scăzător: reprezentare convenţională (a); schema logică (b, c); scăzător cu patru ranguri (d)

Prin cuplarea mai multor scăzătoare se poate obține schema care realizează operația de scădere binară a două numere de ranguri multiple, aşa cum se poate vedea în figura 6.60.d.

6.7.5. Utilizarea sumatoarelor pentru scădere

Realizarea unui dispozitiv de calcul care să realizeze atât adunarea cât şi scăderea numerelor binare este evident utilă. Metoda de realizare este evidențiată pornind de la exemplul de calcul din figura 6.61, unde se face scăderea $10_{10} - 6_{10}$, ceea ce corespunde, în sistemul de numerație binar, scăderii: 1010 – 0110, aşa cum se poate constata, în partea dreaptă a figurii, scăderea se realizează printr-un procedeu special.

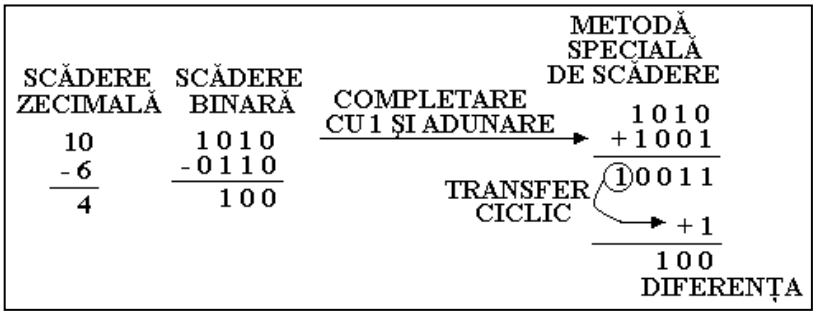


Fig. 6. 61 – Metodă specială de scădere a numerelor binare

Astfel, mai întâi, al doilea termen al diferenței (scăzătorul) se rescrie prin înlocuirea tuturor cifrelor 0 cu 1 şi a cifrelor 1 cu 0 (practic, acest lucru se face prin adunarea cifrei 1 la fiecare cifră a numărului respectiv).

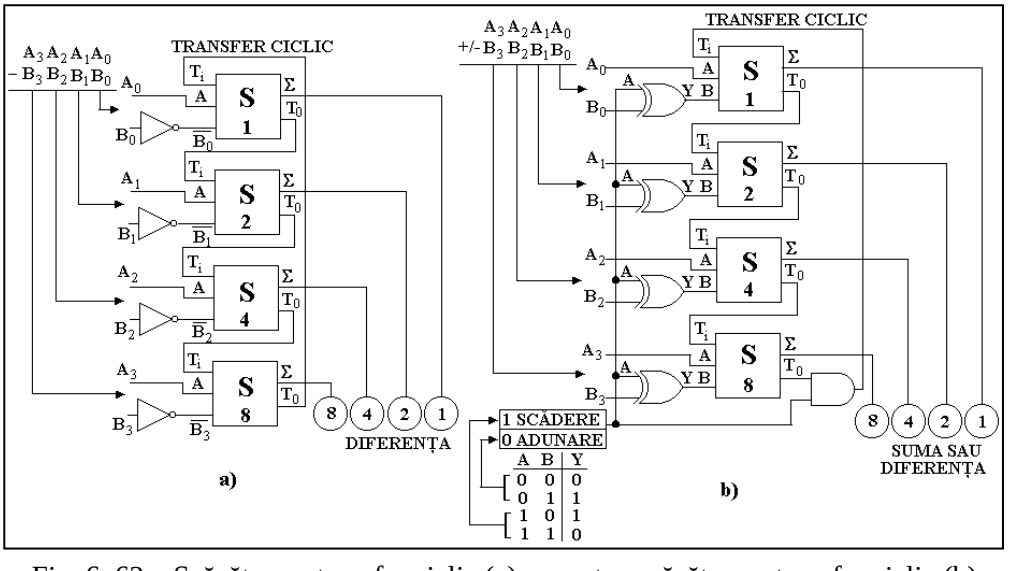


Fig. 6. 62 – Scăzător cu transfer ciclic (a); sumator-scăzător cu transfer ciclic (b)

Analog situației de la adunare, scăderea completă se face folosind un scăzător (reprezentare grafică convențională în figura 6.60.a), realizat pe baza a două semiscăzătoare, conform schemelor din figurile 6.60.b, c.

Noul număr astfel obținut (1001) se adună cu primul număr (descăzutul) în formă nemodificată (1010), rezultatul fiind 10011. Ultimul transfer din stânga (1) se adună cu restul sumei intermediare rămas (0011), rezultatul (100) reprezentând diferența celor două numere inițiale. În mod obișnuit, această metodă, prin completare cu 1 și transfer ciclic este incomodă, dar ea se poate implementa cu circuite logice foarte simple. O astfel de schemă este prezentată în figura 6.62.a, iar în figura 6.62.b este prezentată schema unui dispozitiv combinat, ce poate realiza atât operația de adunare, cât și cea de scădere. Funcționarea acestor dispozitive se poate analiza uşor, pe baza celor discutate anterior.

6.7.6. Sumatoare cu acțiune succesivă

Aşa cum s-a văzut din cele discutate până acum, la sumatoarele paralele este necesar câte un sumator pentru fiecare rang binar. Un alt procedeu de adunare este cel succesiv, unde se foloseşte un singur sumator, care utilizează trei registre de deplasare şi un trigger D (figura 6.63.a).

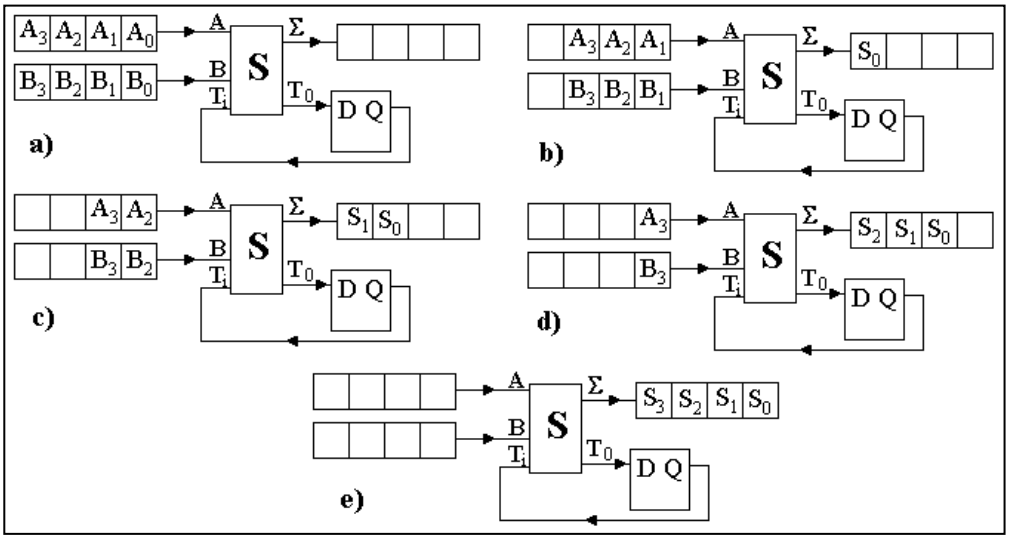


Fig. 6. 63 – Sumator cu acțiune succesivă

După cum se vede în schema din această figură, la intrările A şi B ale sumatorului sunt legate cele două registre de deplasare în care se introduc numerele ce urmează a fi adunate. Suma rezultată se regăseşte la sfârşitul operației în registrul de deplasare de la ieşirea Σ a sumatorului. Funcționarea are loc astfel: la primul impuls de tact se adună valorile A_0 şi B_0 din rangul

unităților, suma S_0 apare în registrul de ieşire în rangul cel mai mare iar transportul se aplică la intrarea unui trigger D, cu rol de întârziere cu un impuls de tact. Semnalul la ieşirea acestuia se aplică la intrarea de transport a sumatorului la cel de-al doilea impuls de tact, când, de asemenea, la intrările A şi B sunt introduse valorile A_1 şi B_1, din rangul zecilor, valori care se adună , rezultatul S_1 fiind depus în registrul sumei, în rangul cel mai mare, S_0 deplasându-se în rangul imediat inferior. Noua valoare a transportului este aplicată la intrarea triggerului şi aşa mai departe, până la adunarea tuturor rangurilor, moment când registrele de intrare sunt goale şi registrul sumei conține valoarea sumei celor două numere adunate. În schema din figura 6.63, intrările de tact (care nu sunt figurate) ale celor trei registre şi a triggerului sunt legate împreună, lor aplicându-se acelaşi semnal de tact.

6.7.7. Înmulțirea binară

Înmulțirea unui număr a cu alt număr b reprezintă adunarea repetată, de b ori, a numărului a cu el însuşi:

$$a \cdot b = \underbrace{a + a + \cdots + a}_{\text{de b ori}}.$$

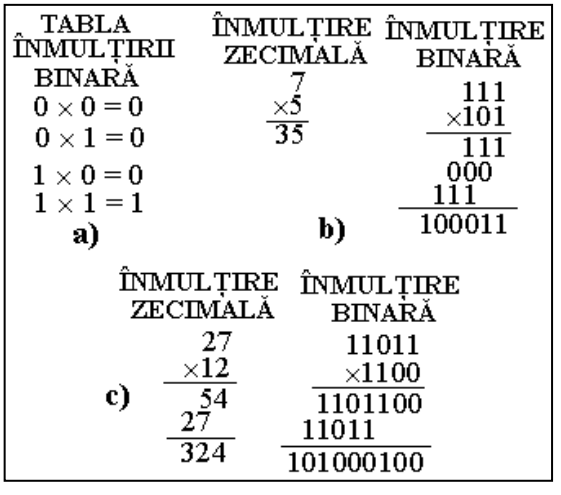


Fig. 6. 64 –Înmulțirea binară

Înmulțirea prin adunare succesivă nu este însă convenabilă în cazul numerelor mari, astfel încât este nevoie de o metodă mai rapidă. Pentru numerele binare, se poate folosi aceeaşi metodă ca şi la înmulțirea numerelor zecimale, constând în calcularea produselor parțiale ale deînmulțitului cu cifrele din rangurile înmulțitorului şi adunarea pe ranguri a acestora. Regulile de înmulțire sunt mai simple în acest caz, pentru că, lucrându-se cu numai două cifre, „tabla înmulțirii” este şi ea mai simplă, arătând ca în figura 6.64.a. În figura 6.64.b este arătat un exemplu de înmulțire binară, din care se poate

constata că, dacă cifra înmulțitorului cu care se face înmulțirea este zero, se poate renunța la această înmulțire parțială, făcându-se deci numai produsele parțiale pentru rangurile înmulțitorului ale căror cifre sunt egale cu 1 (figura 6.64.c).

6.7.8. Înmulțitoare binare

Schema bloc a dispozitivului de înmulțire binară prin metoda adunării repetate este prezentată în figura 6.65. Astfel, deînmulțitul se găseşte în registrul superior, legat la intrarea A a unui sumator, înmulțitorul se găseşte într-un registru de decrementare (scădere), adunarea repetată făcându-se în sumator, la ieşirea căruia se găseşte un registru acumulator, acesta fiind în acelaşi timp registrul de intrare la intrarea B a sumatorului.

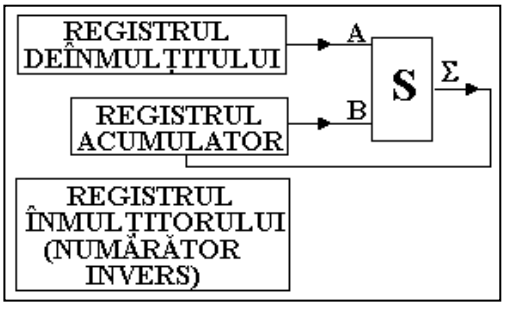


Fig. 6. 65 – Înmulțitor prin adunare repetată

Procesul se desfăşoară astfel (luăm ca exemplu, înmulțirea numerelor binare 111×100): inițial, registrul acumulator este gol, valoarea înscrisă în el fiind 00000, registrul deînmulțitului fiind încărcat cu valoarea 111, iar registrul înmulțitorului cu valoarea 100. La primul impuls de tact, sumatorul adună conținutul registrelor A şi B (rezultatul este 00111) şi înscrie rezultatul în registrul acumulator B; concomitent, registrul înmulțitorului se modifică, valoarea înscrisă în el scăzând cu o unitate (noua valoare este 011). La al doilea impuls de tact, se face o nouă adunare a conținutului registrelor A şi B (registrul deînmulțitului, respectiv registrul acumulator), rezultatul acesteia, 01110 fiind înscris în registrul acumulator, iar registrul înmulțitorului scăzându-şi valoarea cu încă o unitate, devenind deci 010. La al treilea impuls de tact se adună din nou conținutul registrelor A şi B, rezultatul, 10101 fiind înscris în registrul acumulator, iar registrul înmulțitorului îşi scade valoarea cu o unitate, valoarea înscrisă în acesta devenind 001. La al patrulea impuls de tact se face o nouă adunare a registrelor A şi B, având drept rezultat valoarea 11100, înscrisă în registrul acumulator, iar registrul înmulțitorului va avea înscrisă în el valoarea 000. În acest moment, procesul ciclic se opreşte, tocmai datorită faptului că valoarea registrului înmulțitorului a devenit 000. Este de observat faptul că registrul

înmulțitorului este de fapt un numărător invers, el numărând de câte ori deînmulțitul mai trebuie adunat la valoarea înscrisă în acumulator. Numărul mare de circuite necesare pentru realizarea înmulțirii prin adunări repetate poate fi redus în practică prin utilizarea unui program prin care succesiunea de operații este îndeplinită printr-o succesiune de comenzi. Astfel, partea soft a dispozitivului numeric poate înlocui o parte din hard.

Revenind la exemplul de înmulțire din figura 6.64.b, pe baza acestuia se pot stabili trei constatări:

- rezultatul înmulțirii parțiale este întotdeauna egal cu 0, dacă înmulțitorul este egal cu 0 şi este egal cu deînmulțitul, dacă înmulțitorul este egal cu 1;
- numărul rangurilor în registrul produsului trebuie să fie dublu față de numărul rangurilor deînmulțitului;
- la adunarea primului produs parțial cu al doilea produs parțial, primul produs parțial se deplasează cu o poziție spre dreapta.

Pe baza acestor constatări, se poate construi un dispozitiv de înmulțire a cărui schemă este cea din figura 6.66.a şi ale cărui etape de funcționare (pe exemplul de înmulțire 111×101) sunt reprezentate succesiv (prin conținutul registrelor) în figura 6.66.b. Astfel, inițial, acumulatorul se setează la valoarea 0000, registrul înmulțitorului se încarcă cu valoarea acestuia, 101 şi deînmulțitul, 111, se încarcă în registrul deînmulțitului (etapa A); apoi, se adună registrul acumulator cu registrul deînmulțitului (etapa B), inițiată prin transmiterea valorii 1, reprezentând rangul cel mai mic al înmulțitorului, pe linia de comandă.

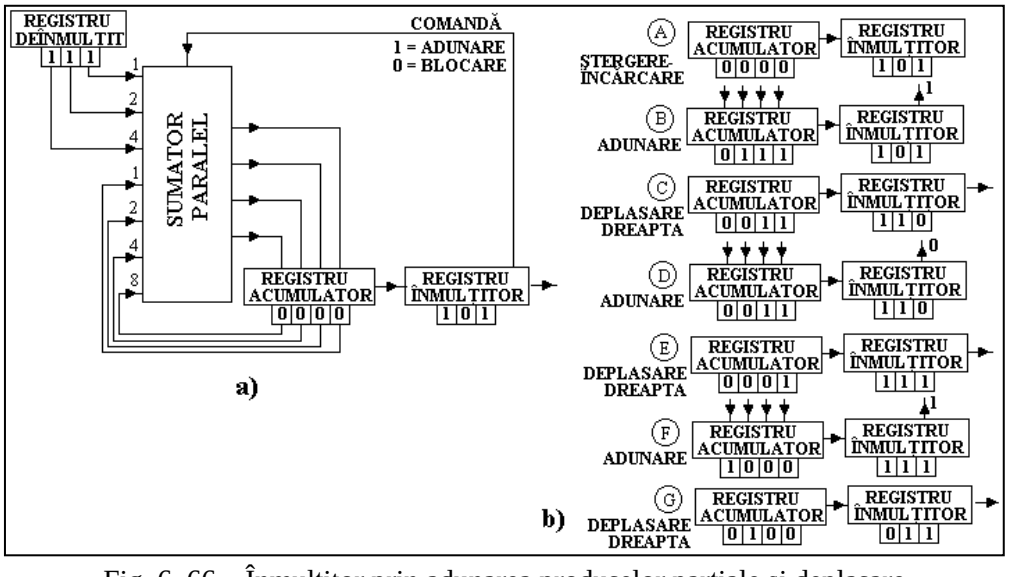
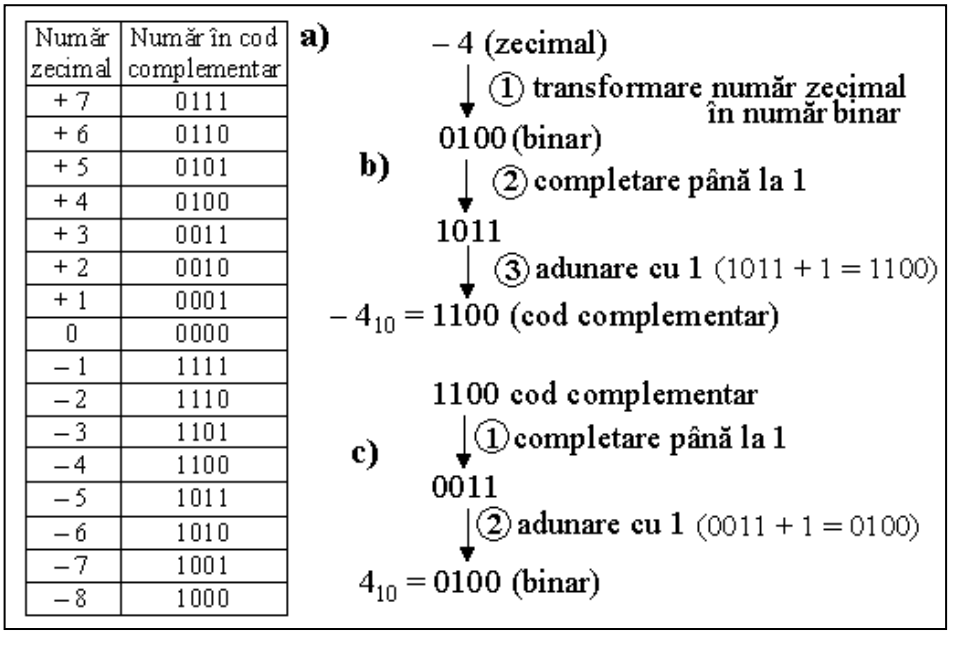


Fig. 6. 66 – Înmulțitor prin adunarea produselor parțiale şi deplasare

Urmează etapa C, constând în deplasarea conținutului registrelor acumulator şi al înmulțitorului cu un rang spre dreapta (în acest mod, cifra reprezentând rangul cel mai mic din registrul acumulator trece în rangul cel mai mare al registrului înmulțitorului, cifra aflată inițial în rangul cel mai mic al acestuia pierzându-se). Cum valoarea celui mai mic rang (din dreapta) al registrului înmulțitorului, prin deplasare a devenit 0, în etapa D nu se execută adunarea şi se trece la etapa E. Lucrurile continuă până în momentul când din registrul înmulțitor iese şi cifra reprezentând cel mai mare rang al înmulțitorului. În acest moment, rezultatul înmulțirii este conținut parțial în registrul înmulțitor, restul aflându-se în registrul acumulator (0100011). Se constată deci, că registrul acumulator şi registrul înmulțitorului sunt două părți ale unui singur registru de deplasare.

6.7.9. Scrierea, adunarea şi scăderea numerelor prezentate în cod complementar

Folosind codul complementar, fiecărui număr i se atribuie nu numai o valoare dar şi un semn. Să considerăm un dispozitiv electronic ce lucrează cu 4 ranguri, ceea ce înseamnă că toate datele se transmit şi se prelucrează pe grupe de câte 4 biți. Rangul superior este repartizat pentru semnul numărului, conform regulii: 0 = (+), 1 = (–). Pentru numerele pozitive, reprezentarea lor în cod complementar este identică cu reprezentarea lor în cod binar.



Număr zecimal	Număr în cod complementar
+ 7	0111
+ 6	0110
+ 5	0101
+ 4	0100
+ 3	0011
+ 2	0010
+ 1	0001
0	0000
– 1	1111
– 2	1110
– 3	1101
– 4	1100
– 5	1011
– 6	1010
– 7	1001
– 8	1000

Fig. 6. 67 – Tabelul reprezentării în cod complementar a numerelor (a); transformarea unui număr zecimal în număr exprimat în cod complementar (b) transformarea inversă (c)

Reprezentarea numerelor negative se face astfel: valoarea lor absolută se trece în formă binară (de exemplu, $4_{10} = 0100_2$); rezultatul se completează până la 1 ceea ce echivalează cu înlocuirea lui 0 cu 1 şi a lui 1 cu 0 ($0100 \rightarrow 1011$); numărul obținut se adună cu 1 (1011 + 1 = 1100). Rezultatul final (1100) este reprezentarea numărului inițial (4) în cod complementar. Acest procedeu este arătat în figura 6.67.b, procedeul de transformare inversă fiind reprezentat în figura 6.67.c. În figura 6.67.a este dat tabelul reprezentării în cod complementar a tuturor numerelor zecimale între – 8 şi + 7.

Utilizarea largă a reprezentării numerelor în cod complementar este determinată de simplitatea realizării operațiilor de adunare şi scădere a numerelor reprezentate în acest cod.

6.8. Dispozitive de memorare

Majoritatea sistemelor numerice de calcul utilizează dispozitive de memorare de două tipuri: memorie internă, de capacitate mică şi viteză de operare mare şi memorie externă, de capacitate mare şi viteză de operare mai mică. Dispozitivele de memorare semiconductoare sunt de trei feluri:

- dispozitive de memorie cu acces aleator (RAM – Random Access Memory)
- dispozitive de memorie permanentă (ROM – Read Only Memory)
- dispozitive de memorie programabilă (PROM – Programmable Read Only Memory, EPROM - Erasable PROM, REPROM – Re-programmable ROM)

6.8.1. Memorii RAM

Memoria RAM este un tip de memorie în care informația poate fi memorată în timp, apelată în orice moment de timp, transferată, motiv pentru care se numeşte memorie cu acces aleator, sau memorie operativă. Memoria reprezintă un grup de locații, aflate la anumite adrese, în care se pot înscrie „cuvinte”, alcătuite din cifre binare de mai multe ranguri (4, 8, 16, 32).

Un exemplu de organizare a unei memorii este dat în tabelul 6.6, având o capacitate de 64 biți, lungimea cuvintelor fiind de 4 biți. În acest tabel, cele 64 de dreptunghiuri (aproape toate goale) reprezintă 64 de poziții de memorie ce pot fi încărcate cu date. Ele sunt organizate în 16 grupe formând fiecare câte un cuvânt, cu 4 ranguri de informație (4 biți). Ea este o memorie 16×4. Este evident că o astfel de memorie ar putea fi organizată sub forma 32×2 (32 cuvinte a câte 2 ranguri fiecare), sau 61×1 sau 8×8. Celula de memorie repartizată unui cuvânt se numeşte adresa cuvântului. În cazul cuvântului înscris în tabelul 6.6, adresa acestuia este $3_{10} = 0011_2$.

Memoriile cu acces aleator nu pot fi utilizate la memorarea permanentă a datelor, deoarece informația înscrisă în aceste memorii se pierde la decuplarea sursei de alimentare a circuitelor de memorie respective.

Tabel 6.6 – Organizarea memoriei RAM 16×4

ADRESĂ	RANG D	RANG C	RANG B	RANG A
Cuvânt 0				
Cuvânt 1				
Cuvânt 2				
Cuvânt 3	0	1	1	0
Cuvânt 4				
Cuvânt 5				
Cuvânt 6				
Cuvânt 7				
Cuvânt 8				
Cuvânt 9				
Cuvânt 10				
Cuvânt 11				
Cuvânt 12				
Cuvânt 13				
Cuvânt 14				
Cuvânt 15				

Elementul de bază al memoriei RAM este circuitul basculant bistabil (triggerul), realizat cu semiconductoare.

6.8.2. Memorii ROM; memorii programabile

Acest tip de memorie permite doar citirea informației conținute în ea, ştergerea şi înscrierea altor informații nefiind posibilă. Organizarea acestor memorii este similară cu cea a memoriilor RAM. Celulele de memorie ale memoriilor ROM nu sunt circuite basculante bistabile, ci anumite circuite speciale, care, în procesul de fabricație se stabilesc în stări logice 0 sau 1.

Memoriile ROM se folosesc pentru păstrarea programelor de inițiere a pornirii calculatoarelor şi a altor programe de sistem cu destinație generală. Aceste circuite de memorie sunt costisitoare, ca urmare ele fiind folosite numai unde sunt strict necesare (păstrarea datelor uzuale, programe, sisteme de codificare, generatoare de simboluri, etc.).

O soluție a acestei probleme o constituie memoriile programabile, care pot fi fabricate în serii mari (nefiind impusă o anumită comandă), deci prețul lor de cost poate fi scăzut, comparativ cu cel al memoriilor ROM. Utilizatorul poate programa singur, în funcție de necesități memoria respectivă şi, dacă ea este de tipul PROM, după acest proces devine o memorie ROM obişnuită. La memoriile EPROM şi REPROM, informația poate fi ştearsă şi apoi ele pot fi reprogramate, prin procedee specifice.

6.9. Memorii externe

Memoriile externe ale sistemelor de calcul sunt dispozitive da capacitate mare dar cu viteză de operare mică (timp de acces mare), indiferent de tipul acestora. În istoria dezvoltării sistemelor de calcul, primele tipuri de memorie externă au fost constituite de benzile de hârtie perforată şi cartelele perforate, care reprezintă sisteme de memorare preluate de la maşinile mecanice cu program, cum sunt maşinile automate de ţesut şi de tricotat. În prezent, datorită capacității mici de stocare, a vitezei de operare reduse şi a altor neajunsuri, aceste sisteme de memorare nu mai sunt folosite, ele fiind înlocuite de sistemele de memorare magnetică şi optică. Sistemele de memorare folosind banda magnetică au fost şi ele înlocuite, datorită timpului mare de acces (sisteme de memorare cu acces serial), locul lor fiind luat de discul magnetic, la care timpul de acces se reduce foarte mult (sisteme de memorare cu acces aleator). În acelaşi timp, discul magnetic oferă o foarte mare densitate de informație (cantitate de informație pe unitatea de suprafață).

Discurile magnetice de memorare se împart în două mari categorii:

- discuri flexibile (floppy-disk), numite aşa pentru că sunt construite dintr-un suport de material plastic flexibil pe care este depus stratul de material magnetic (au capacitate mică, de exemplu, 1,44 MB pentru discurile flexibile standard de 3,5” diametru);
- discuri dure (hard-disk), de capacitate mare, la care suportul este un material rigid (dur), pe care este depus materialul magnetic. De regulă, discurile dure se grupează mai multe, formând un teanc.

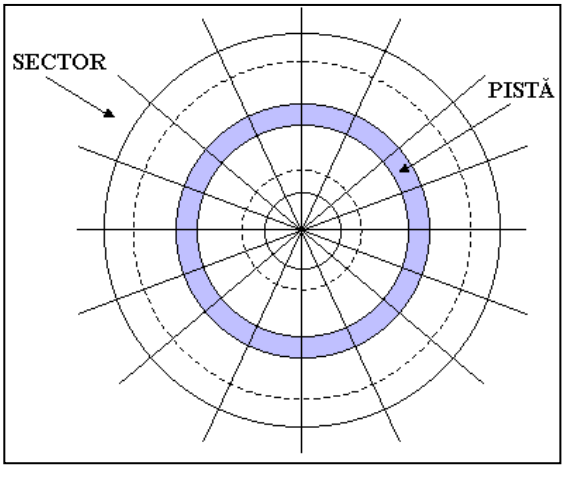


Fig. 6. 68 – Împărțirea în piste şi sectoare a unui disc magnetic

Citirea, ştergerea şi înscrierea informației pe aceste discuri se face cu ajutorul capetelor magnetice, care se pot poziționa foarte precis în dreptul

oricărei zone de pe suprafața discului, prin rotația acestuia şi prin deplasarea radială a capului. Suprafața discului se împarte în piste şi sectoare (figura 6.68).

Ca urmare a unei evoluții spectaculoase a tehnologiilor de fabricație, în prezent s-a ajuns ca să se fabrice şi să se utilizeze hard-disk-uri cu capacități de 20-40 GB, având viteze mari de lucru (timpi de acces reduşi).

În afara discurilor magnetice, o mare dezvoltare au luat în ultimii ani sistemele de memorie optică pe compact-discuri, care au început să fie dezvoltate de prin nul 1980.

Compact-disk-urile (CD) reprezintă mediile de stocare cele mai recent realizate. Prima variantă apărută a fost **CD-ROM**-ul care, aşa cum îi spune numele, este o un mediu de memorie permanentă, care nu poate fi şters sau rescris, ci numai citit. Datele sunt stocate pe suprafața de aluminiu (sau, mai recent, coloranți organici stabili) depusă sub o folie subțire în interiorul unui disc de material plastic, (sub forma unor mici găuri corespunzând valorii 1, lipsa acestora, reprezentând 0 logic, sau invers) şi citite prin reflexie cu ajutorul fasciculului emis de o diodă laser. Alte variante ulterioare sunt **CD-R** (CD-Recordable), un CD special pe care se pot înscrie şi apoi citi date pe un suport organic, **CD-RW** (CD-Rewritable), şi, mai nou din punct de vedere tehnologic, **DVD** (Digital Versatile Disk).

CD-RW este un disc pe care este aplicat un strat reflectorizant de aluminiu şi deasupra acestuia, un strat de oxid teluric. O rază laser provenită de la o diodă laser transformă la înregistrare structura cristalină a oxidului teluric într-o fază amorfă, modificându-se astfel coeficientul de reflexie al suprafeței, ceea ce permite inscripționarea datelor. Pentru a se obține schimbarea de fază a oxidului teluric, la înregistrare suprafața respectivă este încălzită local puternic pentru o perioadă scurtă prin intermediul razei laser. Pentru ştergere, întregul strat de oxid este încălzit un timp mai lung, necesar recristalizării acestuia. Citirea se face în mod obişnuit, ca la un CD-ROM. Capacitatea unui CD (indiferent de tipul lui) este de 650 Mb, rata de transfer a datelor fiind de ordinul a 300-600 Kb/s.

DVD-ul este un disc de concepție mai recentă, care a fost şi el realizat sub diferite forme (DVD, DVD-R, DVD-RAM), din necesitatea stocării unei cantități mai mari de informație, pentru a putea folosi mediul de stocare ca disc video. Astfel, DVD-RAM constă dintr-un disc cu mai multe straturi de stocare ce se pot inscripționa de mai multe ori pe ambele fețe, citirea făcându-se cu capete de citire multiple, fără a fi nevoie să se întoarcă discul de pe o parte pe cealaltă. Având o rată de transfer de 1300 Kb/s şi o capacitate de 2,6 ÷ 17 MB, acest tip de unitate de stocare a datelor s-a impus în domeniul profesional pentru stocarea imaginilor video şi ca mediu de arhivare.

6.10. Calculatoare

Schema bloc a unui calculator numeric este prezentată în figura 6.69, componentele principale ale acestuia fiind unitatea aritmetico-logică (UAL), memoria, sistemul de comandă şi control, sistemul de intrare/ieşire (I/O) şi echipamentele periferice.

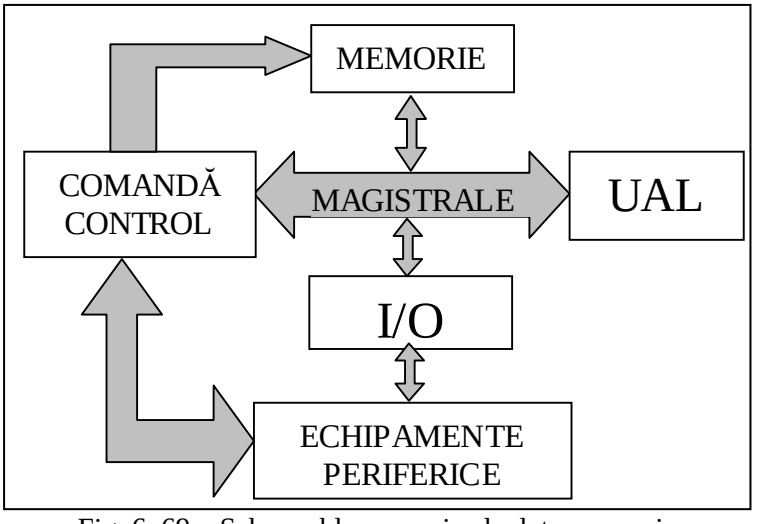


Fig. 6. 69 – Schema bloc a unui calculator numeric

Unitatea aritmetico-logică este dispozitivul în care se execută operaţiile aritmetice şi cele logice, pe baza comenzilor date de sistemul de comandă şi control. Aceste operaţii sunt executate pe baza unui program, care constituie o succesiune de comenzi pentru rezolvarea problemei date. În acest scop, sistemul foloseşte datele stocate în memorie, unde depune şi rezultatele executării programului. Pentru ca utilizatorul să poată comunica cu calculatorul, sunt prevăzute sistemul de intrare/ieşire şi echipamentele periferice, cum sunt: claviatura (tastatura), mouse-ul, dispozitivele de afişare (display) cu tub catodic sau de alt tip, imprimanta, unităţile de memorie externă de diferite tipuri, scanerul, etc. În prezent, gama acestor echipamente tinde să se extindă şi să se diversifice foarte mult, în scopul uşurării accesului utilizatorilor la calculator. Astfel, există deja sisteme concepute pentru comandă vocală, sau pentru recunoaşterea caracterelor scrise de mână, etc.

6.10.1. Calculatoare personale

Calculatoarele personale (PC) reprezintă o categorie de calculatoare ce s-a impus în ultimii 10-15 ani ca unul dintre sistemele cele mai flexibile în tehnica de calcul, prin posibilităţile sale de adaptare, utilizând resurse minime, în cele mai diverse situaţii impuse de practică.

Există 4 părți esențiale într-un calculator personal: **procesorul** (numit uneori şi unitatea centrală de prelucrare, CPU - Central Processing Unit), **memoria** (care este de mai multe tipuri), **circuitele de intrare-ieşire** (I/O) şi **discul de stocare a datelor**. Procesorul este un dispozitiv integrat pe scară foarte largă, care cumulează funcțiile unității aritmetico-logice şi ale celei de comandă şi control.

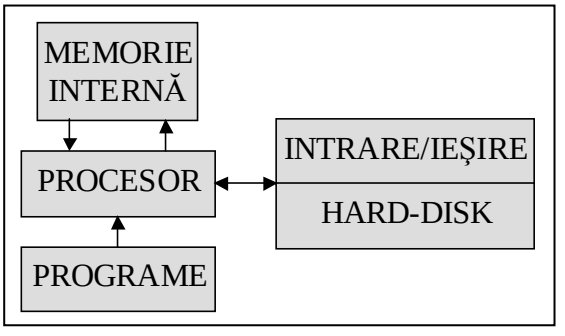


Fig. 6. 70 – Schema de principiu a componenței şi funcționării unui calculator personal (PC)

Discul de stocare a datelor (hard-disk-ul) este un dispozitiv de memorie externă, inclus constructiv în calculator şi care asigură o arie largă de memorie, atât pentru diferitele aplicații care rulează pe calculator, cât şi pentru datele utilizate sau furnizate de acestea. Schema de principiu a funcționării unui astfel de sistem este dată în figura 6.70.

Calculatorul conține şi alte componente ce asigură funcționarea celor descrise mai sus: **sursa de alimentare**, **placa de bază** (motherboard), **magistralele** şi **plăcile pentru echipamentele periferice**.

Conceptul de "**placă de bază**" (motherboard) era unul nou când calculatoarele personale au început să câştige popularitate. Înainte de miniaturizarea prin introducerea circuitelor integrate, diferitele părți ale calculatoarelor erau plasate pe plăci separate sau chiar în unități separate, alcătuite din mai multe plăci. Astăzi, majoritatea componentelor care alcătuiesc calculatorul propriu-zis sunt plasate pe o singură placă cu circuite imprimate numită **placa de bază a sistemului**.

Componentele obişnuite ale plăcii de bază includ cipul procesorului principal şi circuitele anexe ale acestuia, memoria, interfața I/O (portul serial, portul paralel, interfața tastaturii, interfața discului, etc.), precum şi magistralele, ce permit CPU să comunice cu celelalte componente, inclusiv cu cele ce nu sunt integrate pe placa de bază **(**figura 6.71).

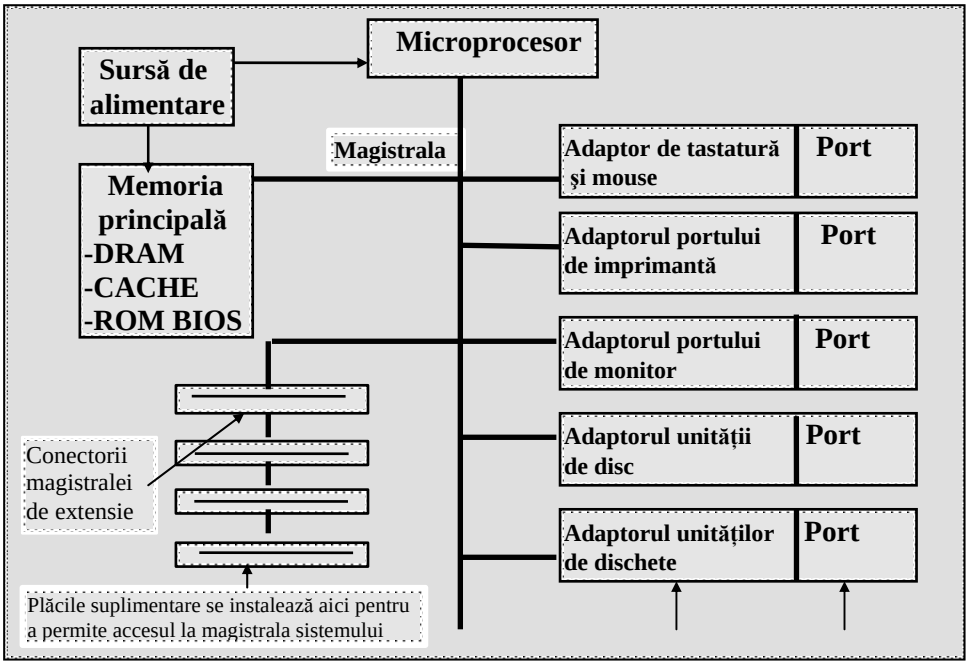


Fig. 6. 71 – Componentele unui sistem PC şi legătura între ele realizată pe placa de bază

6.10.2. Microprocesoare

Microprocesorul reprezintă "creierul" unui calculator electronic, el fiind un circuit integrat pe scară foarte largă (VLSI), ce permite efectuarea operațiilor aritmetice şi logice prin intermediul unui program. Schema-bloc a unui microprocesor este dată în figura 6.72.

Unitatea aritmetico-logică (UAL) este partea propriu-zisă de efectuare a operațiilor aritmetice şi logice. Operația fundamentală efectuată este adunarea, efectuată prin intermediul unor circuite semisumatoare. Scăderea se face tot prin intermediul operației de adunare dar în locul numărului respectiv se adună complementul său; înmulțirea se reduce la o adunare repetată iar împărțirea se face prin scăderi repetate. O componentă importantă a UAL este un registru special, **acumulatorul** care păstrează inițial unul din operanzi şi în final rezultatul operației. Alte circuite din UAL sunt **indicatorii de condiție** care memorează condițiile specifice prin care trece **sumatorul** în urma efectuării operațiilor aritmetice şi logice: **indicatorul de transport** (CY), **indicatorul de rezultat zero** (Z), **indicatorul de semn** (S), **indicatorul de paritate** (P), etc.

O altă parte a microprocesorului o constituie **registrele**, conectate la magistrala de date prin intermediul unui multiplexor. Acestea sunt registre cu destinație generală, care păstrează operanzi sau rezultate intermediare, registre de adresare, dintre care cel mai important este numărătorul de adrese (care conține adresa instrucțiunii care urmează să fie executată), registre de instrucțiuni, etc.

În sfârşit, blocul cel mai complex, cu rol de generare a secvenței de semnale necesare pentru execuția fiecărei operații, este **unitatea de comandă şi control** (UCC).

Modul de lucru al microprocesorului este următorul: pentru executarea unui program se execută succesiv instrucțiunile aflate în zona de memorie-program. După execuția unei instrucțiuni, numărătorul-program se incrementează cu o unitate după care, pentru execuția următoarei instrucțiuni, microprocesorul transmite pe magistrala de adrese adresa locației de memorie la care se află înscrisă această instrucțiune, citeşte conținutul locației (instrucțiunea), îl decodifică, generând apoi semnalele necesare pentru execuție. Astfel, microprocesorul parcurge repetat cicluri de extragere a instrucțiunii şi execuție a ei, lucrând secvențial (algoritmic), ritmul de efectuare a fiecărei operații fiind dat de un generator de tact.

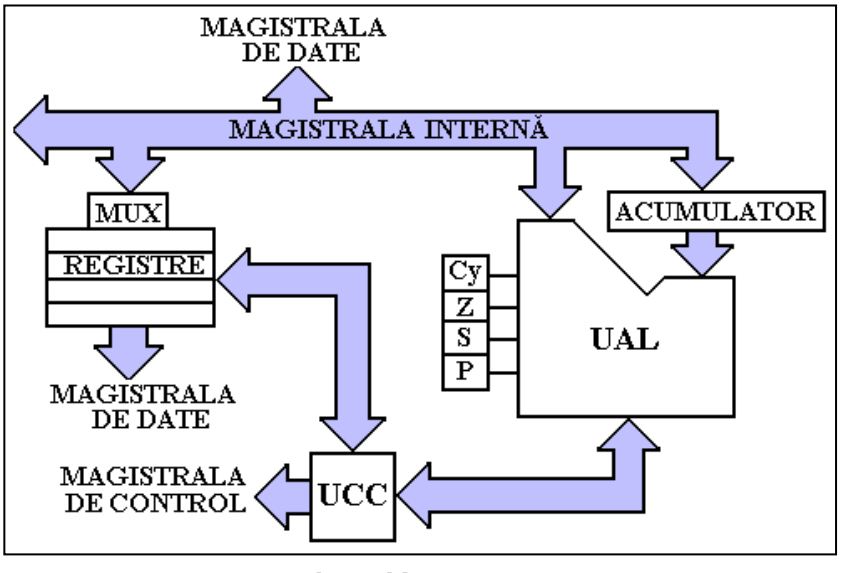


Fig. 6. 72 – Schema bloc a unui microprocesor

Deci, elementul de bază al unui sistem de calcul este reprezentat de **microprocesor** ce este un circuit deosebit de complex, plasat de obicei pe placa de bază a sistemului de calcul. El este elementul ce asigură procesarea datelor, adică interpretarea, prelucrarea şi controlul acestora, vizează sau

supervizează transferurile de informaţii şi controlează activitatea generală a celorlalte componente ce alcătuiesc sistemul de calcul.

Sistemul de calcul şi componentele sale sunt comandate de procesor, în funcţie de modificările mediului sau de informaţiile ce-i parvin de la mediu (modificare de mediu poate însemna o tastă apăsată, o cerere de citire sau scriere pe hard-disk, un apel oarecare lansat de un program, etc.).

Reacţia procesorului este promptă şi poate fi diferită de la caz la caz, în funcţie de resursele hardware şi software de care poate dispune acesta în acel moment, comunicarea procesor-componente fiind permanentă.

Fiecare procesor este alcătuit intern din mai multe **micromodule**, interconectate prin intermediul unor căi de comunicaţie, adevărate autostrăzi informaţionale, dotate cu mai multe benzi. Aceste căi de comunicaţie sunt numite **magistrale interne**, care pot transfera **date** şi **instrucţiuni** sau **comenzi**.

Datele şi instrucţiunile formează codul unui program ce este rulat pe un sistem de calcul şi reprezintă informaţia care este procesată. Comenzile reprezintă informaţia ce ajută la aceste procesări, prin acţiunile hard şi soft pe care le determină.

Procesorul unui sistem de calcul joacă rolul unui adevărat motor, iar arhitectura lui se bazează pe 3 componente esenţiale şi anume:

1. motorul de execuţie: reprezintă componenta principală a procesorului, asigurând prelucrarea instrucţiunilor şi datelor necesare, prin intermediul unităţii aritmetico-logice încorporate, precum şi furnizarea rezultatelor obţinute în urma procesărilor făcute.
2. registrele interne: reprezintă zone de memorie interne, de mici dimensiuni, a căror accesare, de către UAL şi celelalte module ale procesorului, este foarte rapidă.

Din punct de vedere fizic, registrele sunt circuite electronice realizate dintr-un număr mare de celule basculante bistabile (CBB) şi au rolul de a primi, stoca şi transfera informaţia binară. În funcţie de numărul de biţi manevraţi de un registru, aceştia pot fi de 4, 8, 16, 32 sau 64 biţi. O altă clasificare a registrelor se face după natura elementului ce realizează funcţia de memorare efectivă:

- registre statice, la care funcţia de memorare este realizată de CBB-urile circuitului, prin setarea (valoarea 1) sau resetarea (valoarea 0) a acestora.
- registre dinamice, la care funcţia de memorare este realizată de condensatoare, iar informaţia este stocată sub formă de sarcină electrică pe aceste condensatoare, existenţa sarcinii corespunzând valorii binare 1, iar absenţa sarcinii corespunzând valorii binare 0.

Registrele interne ale microprocesorului sunt clasificate şi folosite de microprocesor astfel:

- registre de date (generale) – sunt folosite pentru manipularea datelor; în general aceste registre sunt utilizate de instrucțiunile logice și aritmetice și pot fi de 16 biți la procesoarele 8086 și 80286, 32 de biți la procesoarele 80386 și 80486 și 64 de biți la procesoarele Pentium.
- registre de pointer și index – sunt utilizate de către instrucțiunile pentru transfer de date, adresări indexate și stivă.
- registre de segment, folosite în accesările de memorie și transferuri de date – conțin adresele de segment pentru program, date curente, extrasegment și stivă
- registrul indicator de instrucțiune – indică instrucțiunea curentă în cadrul unui program în curs de execuție
- registrul de stare, prin intermediul căruia se poate verifica efectul execuției anumitor instrucțiuni sau stări ale microprocesorului.

3. modulul interfață.

Modulul interfață (controlerul de magistrală internă) reprezintă dispozitivul ce controlează transferurile de intrare/ieșire (magistralele sistemului), lucrând similar cu un controller extern de magistrală; el „semaforizează” aceste transferuri pe bus și generează într-o zonă de memorie internă (buffer) o structură de tip stivă pentru reținerea instrucțiunilor ce vor fi procesate de modulul executor.

Magistralele interne ale microprocesorului sunt căi de comunicație între modulele ce alcătuiesc intern microprocesorul, deosebit de rapide, cu lățimi de 8, 16, 32, 64, 128 sau 256 de biți, în funcție de microprocesor, realizate la nivel microscopic.

Modul de lucru general al unui sistem de calcul este următorul: sistemul de operare (SO) încarcă programul în memoria de lucru (operativă) a calculatorului (memoria RAM), informând microprocesorul, prin intermediul modulului interfață, despre adresele la care acesta a fost plasat în RAM. Acest modul va inițializa registrele de segment la valorile corespunzătoare, setând pointerul de instrucțiune la offset-ul primei instrucțiuni a programului respectiv, în segmentul de cod.

Prin intermediul magistralelor sistemului, acest modul preia instrucțiunile și operanzii corespunzători secvențial, incrementând simultan și indicatorul de instrucțiune, astfel încât acesta să se plaseze la instrucțiunea următoare din program.

Orice acțiune internă a unui microprocesor (preluarea datelor, procesarea instrucțiunilor, etc.) este guvernată de un semnal de bază periodic, stabil în frecvență, dat de un circuit special numit ceas, sau generatorul semnalului de tact.

Acest ceas reprezintă elementul principal ce influențează viteza de lucru a sistemului în ansamblu, deoarece, crescând frecvența acestui semnal,

numărul de “acțiuni-procesor” (transferuri, procesări de instrucțiuni, etc.) într-o unitate de timp va creşte proporțional.

Acest circuit conține:

1) cristalul de cuarț, ce este elementul ce poate genera un semnal cu frecvența de ordinul MHz;
2) convertorul analog-digital ce este realizat cu un cip specializat;
3) divizorul de frecvență, ce este un element ce asigură divizarea frecvenței primare în diverse frecvențe secundare.

Cristalul de cuarț este componenta activă principală a ceasului, generând un semnal sinusoidal (deci un semnal analogic) cu frecvență deosebit de stabilă în timp, numită frecvență master sau principală. Este folosit efectul piezoelectric, ce reprezintă fenomenul de apariție a unei tensiuni, în momentul în care un cristal de cuarț suferă o deformare mecanică; fenomenul invers apare prin aplicarea unei tensiuni la armăturile cristalului, acesta suferind o microdeformare. Semnalul analogic este preluat de circuitul convertor analog-digital, care va realiza transformarea semnalului primar analogic în semnal digital.

Divizorul de frecvență, în funcție de tip, împarte frecvența master în frecvențe secundare cu diferite valori, folosite de microprocesor şi de celelalte circuite ale sistemului.

Microprocesoarele folosesc semnalul digital generat de ceas, împărțindu-l în aşa-numitele cicluri instrucțiune, adică intervale de timp bine definite, în care procesorul va executa câte o instrucțiune. Un ciclu instrucțiune este divizat în trei părți numite cicluri maşină. Aceste cicluri maşină stabilesc timpul pentru:

- preluarea codului de operație (OP Code Fetch);
- citirea memoriei (Memory Read);
- scrierea memoriei (Memory Write)

Un astfel de ciclu maşină are o durată variabilă, în funcție de numărul de tacturi ce îl compun şi de tipul procesorului.

Familia microprocesoarelor Intel 80X86 permite cuplarea, extern sau intern, cu unități specializate în operații matematice în virgulă mobilă, a aşa-numitelor coprocesoare matematice (notate i80X87) programabile prin propriul lor set de instrucțiuni.

Prin folosirea unui astfel de tandem microprocesor-coprocesor matematic, se obține sporirea vitezei de lucru, sesizabilă mai ales în situația rulării unui program ce prelucrează date în virgulă mobilă, deci calcule matematice ce se doresc foarte precise.

Microprocesoarele Intel începând cu Pentium, înglobează coprocesorul în aceeaşi capsulă, renunțându-se, se pare definitiv, la variantele cu coprocesor separat.

Toate instrucțiunile pe care un procesor le poate executa formează setul de instrucțiuni ale procesorului. Acest set este proiectat şi optimizat pentru fiecare procesor în parte. Toate procesoarele Intel 80X86, inclusiv Pentium, au setul de instrucțiuni complet compatibil "în jos" cu versiunile anterioare.

Activitatea generală a unui procesor foloseşte două tehnici:

- tehnica pipeline ce utilizează înlănțuirea mai multor module ce vor prelucra în cascadă o informație (modulul M2 preia informația de procesat de la modulul anterior M1, o prelucrează şi o trimite la modulul următor);
- tehnica burst, o tehnică mai nouă, folosită începând cu 80486 ce a impus introducerea în aceeaşi capsulă cu procesorul a unei memorii tip SRAM numită memorie cache, cu rol de memorie buffer, pentru mărirea vitezei de lucru.

În capsulele ceramice ce înglobează plăcuțele de siliciu pot apărea microfisuri din cauza fenomenelor de dilatare sau contractare. De aceea, microprocesorul trebuie ferit de orice variație de temperatură ce ar putea apărea la pornirea acestuia.

Ca soluții tehnice de răcire, sunt indicate mini-ventilatoarele montate deasupra capsulei microprocesorului (începând cu 80486) sau radiatoare (pentru 80386). Periodic, este recomandată verificarea funcționării cooler-ului, defectarea sau decuplarea acestuia nefiind semnalată de calculator.

În ceea ce priveşte montarea în sistem, microprocesoarele se instalează fie folosind un soclu (capsule tip PGA), fie implantându-se prin lipire pe placa de bază a calculatorului. Soclurile pot fi prevăzute cu un sistem de fixare a contactului la pinii microprocesorului, prin acționarea unei pârghii (socluri ZIF).

Microprocesoare Pentium

Un tip aparte de microprocesor din familia Intel, îl reprezintă Pentium, urmaşul microprocesoarelor 80486. Intel a preferat o denumire simbolică, față de precedentele procesoare (la care se foloseau cifre), datorită problemelor legate de copierea şi producția ilegală de microprocesoare, metodă folosită de alte firme. Prin utilizarea unui nume şi nu a unor cifre, acesta devine o marcă şi, înregistrată ca atare, poate proteja produsul în cauză.

Tehnologia de fabricare a acestor microprocesoare a realizat un salt de la 0,8 microni, la 0,35 microni, în tehnologie BiCMOS (Bipolar Complementary Metal Oxid Semiconductor).

Au fost realizate cipuri care sunt alimentate la 3,3 V (versiunile de Pentium de la 75 MHz şi peste), fapt care duce la reducerea emisiei calorice - una dintre problemele de construcție a microprocesoarelor. Consumul de energie a scăzut la numai 3-6 W , față de 14÷18 W. Frecvențele de lucru

uzuale sunt de 50 MHz (un procesor nereuşit), 60, 66, 75, 90, 100, 120, 133, 166 MHz, ajungându-se în prezent la 1 GHz.

Suprafața chipului Pentium standard este de 294 mm^2, iar numărul de tranzistoare integrate pe acest chip este de 3,1 ÷ 3,3 milioane, funcție de tip.

Producția de procesoare Pentium la frecvențe de peste 70 MHz a fost condiționată imperativ de rezolvarea problemelor legate de răcirea cipurilor. De aceea, Intel a scăzut tensiunea de alimentare la Pentium cu frecvențe de peste 75 ÷ 166 MHz de la 5 V la 3,3 V, obținând astfel şi o reducere implicită a emisiei termice. Capsulele prezintă 273 de pini (PGA, la 60, 66 MHz) sau 296 de pini (SPGA) pentru versiunile de peste 75 MHz.

Pentium este un microprocesor cu structură superscalară, având, față de microprocesoarele din seria Intel 80X86 precedente, două unități aritmetice integrate pe acelaşi cip, care lucrând în paralel, pot procesa două instrucțiuni simultan. Ca tehnici de lucru, ele integrează atât tehnica pipeline cât şi burst.

O altă diferență majoră față de predecesoarele din serie este dimensiunea cache-ului intern şi modul de folosire al acestuia; în microprocesor sunt integrate două module de memorie cache, fiecare de 8 KB, complet separate fizic, ce pot fi accesate în mod Write Back sau Write Through. Primul modul cache este destinat memorării instrucțiunilor şi comenzilor (cache de mod), iar cel de-al doilea modul este folosit ca buffer de date.

Diferența față de 80486 este semnificativă nu numai prin dimensiunea cache-ului ci şi prin modul de folosire al acestuia, mult mai rapid şi eficient la P5; simultan, când cache-ul de date este scris, celălalt modul cache poate fi citit. Controller-ul de memorie cache este de asemenea integrat pe cip. Cele două unități aritmetice logice preiau datele şi instrucțiunile pe două magistrale pipeline de 32 de biți separate, nefiind necesare stări de aşteptare între acestea, pentru încărcarea datelor şi instrucțiunilor.

Codul şi comenzile sunt preluate din cache-ul de cod de un buffer, prin intermediul unei magistrale pipeline pe 256 de biți, de unde cele două UAL vor încărca, secvențial, instrucțiunile plasate într-o stivă. Datele şi instrucțiunile sunt încărcate în cache-ul de date respectiv şi în cache-ul de instrucțiuni şi comenzi, pe magistrale pipeline de 64 de biți.

Pentru accelerarea operațiilor de citire a codului se foloseşte suplimentar o unitate logică de predicție BTB (Branch Target Buffer) care, în cazul instrucțiunilor de salt, încearcă să încarce anticipat în memorie codul de la adresa la care se face saltul. Ținta predicției este încărcată într-un buffer până la procesarea sa efectivă.

Microprocesorul conține pe acelaşi cip şi un coprocesor matematic deosebit de puternic, cu care este conectat printr-o magistrală de 64 de biți.

De asemenea, controller-ul de întreruperi APIC (Advanced Programmable Interrupt Controller) este încorporat în cip.

Integrarea microprocesoarelor Pentium în sistem se face folosind magistrale PCI.

În ceea ce priveşte consumul de energie, Pentium dispune de toate facilitățile oferite de SMM (System Management Mode) prin controlul frecvenței de tact.

6.10.3. Scurtă istorie a calculatoarelor electronice

Primul calculator electronic numeric a fost construit în 1944, la comanda firmei americane IBM, de către profesorul Howard Aitken, de la Universitatea Harvard. Funcționând cu relee electromecanice şi tuburi electronice, el putea înmulți două numere de câte 23 de cifre în 5 secunde. Urmaşul său, construit în 1946, se numea ENIAC (Electronic Numerical Integrator and Calculator) şi a fost folosit în domeniul militar, la calculul traiectoriilor tragerilor de artilerie. Având în componență 18000 tuburi electronice, 70000 rezistoare şi 10000 condensatoare, ocupând volumul unei camere mari, acest calculator putea realiza 5000 de adunări pe secundă. În 1947 existau în întreaga lume doar 6 calculatoare.

Odată cu inventarea, în 1948, a tranzistorului, de către Bardeen, Brattain şi Shockley, s-a intrat în era dispozitivelor semiconductoare, ceea ce a permis miniaturizarea şi a dat un nou impuls tehnicii de calcul. Sillicon Valley, din California, ale cărei baze au fost puse de Shockley, a devenit centrul mondial al fabricării dispozitivelor semiconductoare şi locul unde (cel puțin în domeniul microelectronicii) se construia viitorul. Compania IBM a devenit liderul mondial al construcției calculatoarelor, poziție pe care o menține şi în prezent, în ciuda apariției concurenței celei mai performante. Alături de ea, alte companii au adus contribuții esențiale la dezvoltarea rapidă a tehnicii de calcul. Astfel, în 1965, Digital Equipament Corporation a produs primul minicalculator, numit PDP-8, ocazie cu care s-a introdus definitiv utilizarea tastaturii ca periferic. Un pas important înainte a fost făcut în 1971, când firma Intel a realizat primul microprocesor. A urmat, în 1974 punerea la punct a microprocesorului 8008 şi a lui 8080, realizat de Ed Roberts, în cadrul firmei sale, MITS. În 1975 se înființează firma Microsoft, de către William Gates şi Paul Allen, prima firmă de soft, care a început să creeze programe aplicative pentru minicalculatoare în limbajul BASIC. În prezent firma Microsoft, autoarea sistemului de operare MS-DOS-Windows deține o mare parte din piața de soft iar Gates este unul din cei mai bogați oameni din lume.

Evoluția microprocesoarelor[5] este prezentată succint în tabelul următor:

Tabel 6.7 – Evoluția microprocesoarelor

Procesor	Frecvență de tact (MHz)	Registru intern (biți)	Magistrală de date (biți)	Magistrală de adrese (biți)	Mem. max. admin. (MB)	Mem. cache (KB) niv. I	Nr. tranzistoare	Data apariției
8088	4,77	16	8	20	1	0	29000	iunie 1979
80286	6; 8; 10; 12; 16; 20	16	16	24	16	0	134000	feb. 1982
386SX	16; 20; 25; 33	32	16	24	16	0	275000	iunie 1988
386DX	16; 20; 25; 33	32	32	32	4000	0	275000	oct. 1985
486SX	16; 20; 25; 33; 40; 50	32	32	32	4000	8	1185000	apr. 1991
486DX	25; 33; 50	32	32	32	4000	8	1200000	apr.1989
486DX/2	40; 50; 66; 80	32	32	32	4000	8	1400000	mart. 1992
486DX/4	75; 100; 120	32	32	32	4000	8	1600000	feb. 1994
Pentium	50; 66	32	64	32	4000	16	3100000	mart. 1993
Pentium	75;90;100; 120; 133; 166; 200	32	64	32	4000	16	3300000	mart. 1994
Pentium Pro	150; 180; 200	32	64	36	64000	16	5500000	sept. 1995
Pentium II	233; 266	32	64	36	64000	32	7500000	mai 1977

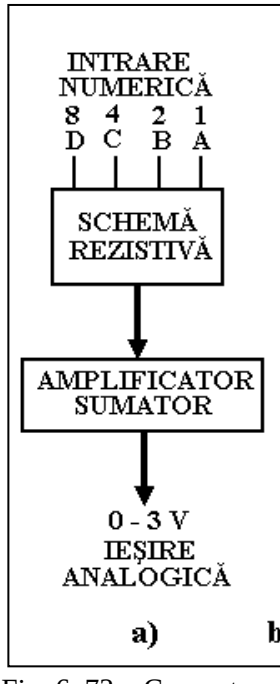
Odată cu evoluția microprocesoarelor a avut loc şi dezvoltarea mini şi microcalculatoarelor din categoria „personal computer”. Astfel, în 1981, IBM lansează modelul IBM PC, cu 16 Kb memorie RAM şi o unitate de floppy-disk. Urmează, în 1983, modelul PC-XT (extended technology), cu 128 Kb RAM şi hard-disk de 10 Mb iar în 1984, PC-AT (advanced technology), dotat cu procesor 80286 şi având ca sistem de operare sistemul DOS 3.0, elaborat de Microsoft. În 1987 apare PS/2, prilej cu care produsul soft Windows, dezvoltat din 1985 de Microsoft ca o extensie a sistemului de operare DOS (Disk Operating System), s-a impus definitiv. Din acel moment, dezvoltarea s-a produs rapid, ea continuând şi în prezent în acelaşi ritm. Să mai subliniem faptul că ceea ce am descris pe scurt reprezintă doar o parte din dezvoltarea tehnicii de calcul, anume cea a "home computer"-elor, existând însă şi o altă

[5]Este vorba de procesoarele fabricate de cel mai mare producător din lume, firma Intel. Alături de acesta, alți doi producători, AMD şi Cyrix (şi mai recent al treilea, Cerber) au dezvoltat tehnologii performante şi asemănătoare, de fabricare a microprocesoarelor.

latură, cea a computerelor de mare capacitate, care a avut şi ea o dezvoltare la fel de rapidă, rămânând însă mai puțin cunoscută, datorită aplicațiilor strict ştiințifice şi profesionale.

6.11. Conjugarea instalațiilor numerice şi analogice

Sistemele de conversie (convertoarele numeric-analog, CNA şi convertoarele analog-numeric, CAN), care transformă semnalele numerice în semnale analogice şi invers reprezintă dispozitive de interfață între aceste două tipuri de instalații: numerice şi analogice.



b)

INTRARE NUMERICĂ				IEŞIRE ANALOGICĂ
D	C	B	A	(V)
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0,2
0	0	1	0	0,4
0	0	1	1	0,6
0	1	0	0	0,8
0	1	0	1	1,0
0	1	1	0	1,2
0	1	1	1	1,4
1	0	0	0	1,6
1	0	0	1	1,8
1	0	1	0	2,0
1	0	1	1	2,2
1	1	0	0	2,4
1	1	0	1	2,6
1	1	1	0	2,8
1	1	1	1	3,0

Fig. 6. 73 – Convertor numeric-analogic: schema bloc (a) şi tabelul de adevăr (b)

Într-un sens mai larg, interfața reprezintă un complex de mijloace de conjugare între diferite părți ale unui sistem de prelucrare a datelor, care include nu numai aparatură (componenta hard), dar şi anumite reguli care stabilesc principiile de interacțiune a subsistemelor (componenta soft).

În figura 6.73 este prezentată schema bloc a unui convertor numeric-analog (figura 6.73.a) şi tabelul său de adevăr (figura 6.73.b), convertorul realizând conversia semnalelor binare de 4 biți în tensiune de ieşire variabilă în intervalul $0 \div 3$ V.

Convertorul se compune din două părți: schema rezistivă şi amplificatorul sumator. Rolul schemei rezistive este de a aprecia ponderea

semnalelor numerice de la intrarea CNA (ponderea 1 la intrarea B este de două ori mai mare decât ponderea 1 la intrarea A, ponderea 1 la intrarea C este de patru ori mai mare decât ponderea 1 la intrarea A, etc.) Aceste scheme rezistive se mai numesc şi matrice rezistive. Ca amplificator sumator se foloseşte un amplificator operațional, care are o rezistență mare la intrare şi o rezistență mică la ieşire, precum şi o amplificare mare, slab dependentă de factori exteriori şi a cărei valoare se poate stabili conform relației cunoscute: $A_u = \frac{R_r}{R_i}$, unde R_r este rezistența de reacție negativă şi R_i este rezistența de intrare. O schemă constructivă de principiu a CNA este cea din figura 6.74.

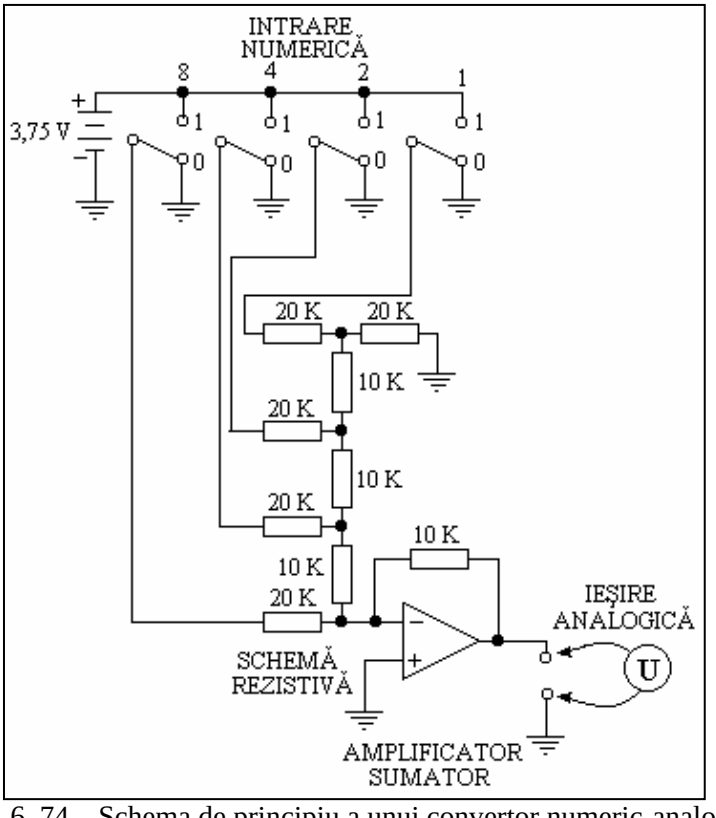


Fig. 6. 74 – Schema de principiu a unui convertor numeric-analogic

Convertorul analogic-numeric este un dispozitiv care transformă semnalul analogic (tensiunea) în cuvânt binar cu un anumit număr de ranguri. Tabelul de adevăr al unui astfel de dispozitiv este identic cu cel din figura 6.73.b, cu deosebirea că intrarea devine ieşire, iar ieşirea devine intrare.

Schema de principiu a unui convertor analogic-numeric (CAN) este prezentată în figura 6.76. Aceasta conține un comparator de tensiune (figura 6.75), care compară tensiunea de reacție, de la intrarea B, cu tensiunea analogică, aplicată la intrarea A.

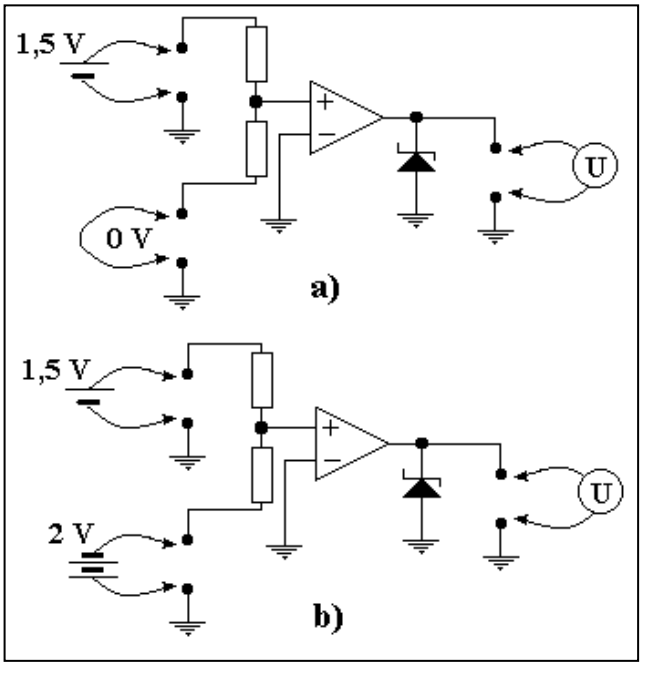


Fig. 6. 75 – Schema de principiu a comparatorului de tensiuni

Dacă A > B, semnalul logic la ieşirea comparatorului este 1, iar dacă A < B, semnalul logic este 0. Semnalul de ieşire al comparatorului, împreună cu impulsurile de tact se aplică la intrările unui circuit ŞI, astfel că, dacă la ieşirea comparatorului semnalul logic este 1 (A > B), la ieşirea circuitului ŞI vom avea semnale logice 1 în ritmul impulsurilor de tact. Dacă A < B, la ieşirea circuitului ŞI semnalul logic este 0. Semnalele de la ieşirea circuitului Şi sunt numărate de un numărător, la ieşirea căruia se obține cuvântul binar cu 4 ranguri, corespunzător semnalului analogic de la intrare. Figura 6.76 prezintă schema de principiu a comparatorului realizat cu AO. Dioda stabilizatoare este necesară pentru fixarea nivelurilor de tensiune de la ieşire în jurul valorilor 3,5 V şi 0 V, în locul valorilor + E şi – E, unde ± E este tensiunea de alimentare a amplificatorului operațional.

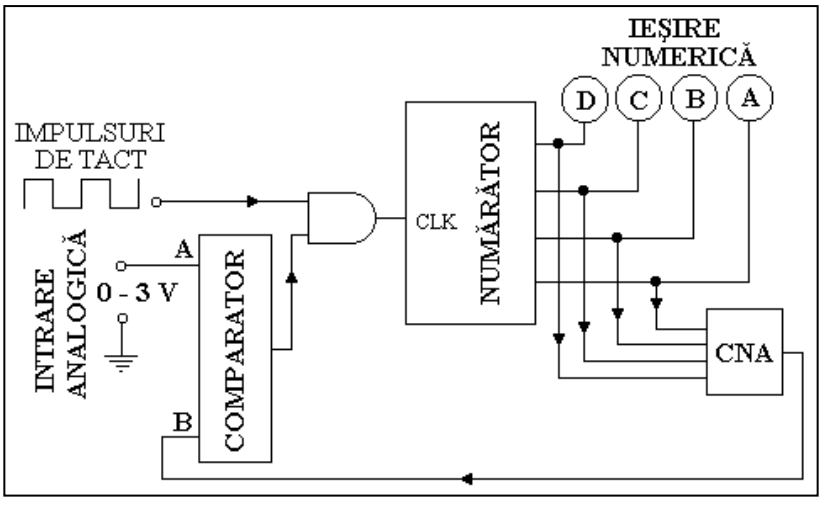


Fig. 6. 76 – Schema de principiu a unui convertor analogic-numeric

CAN poate fi folosit în construcția voltmetrelor numerice. Schema bloc a unui astfel de dispozitiv este prezentată în figura 6.77.

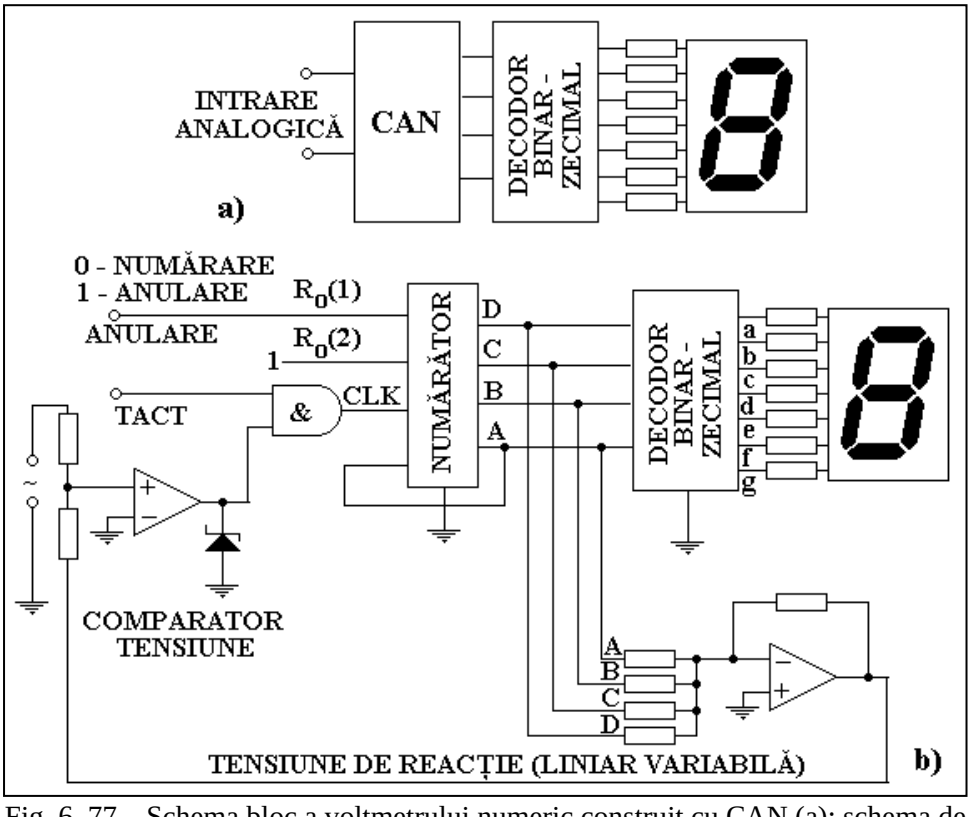


Fig. 6. 77 – Schema bloc a voltmetrului numeric construit cu CAN (a); schema de principiu a voltmetrului numeric (b).

Există şi alte tipuri de CAN. Astfel, în figura 6.78, este prezentat CAN integrator, al cărui mod de funcționare seamănă cu modul de funcționare a CAN cu compensare dinamică, prezentat anterior. Singurul element de noutate este generatorul de tensiune liniar variabilă (dinte de ferăstrău), aşa cum se poate vedea din figura 6.78.a. Să considerăm că, la intrarea analogică a CAN din figura 6.78.a se aplică o tensiune egală cu 3 V. Această situație este prezentată în figura 6.78.b.

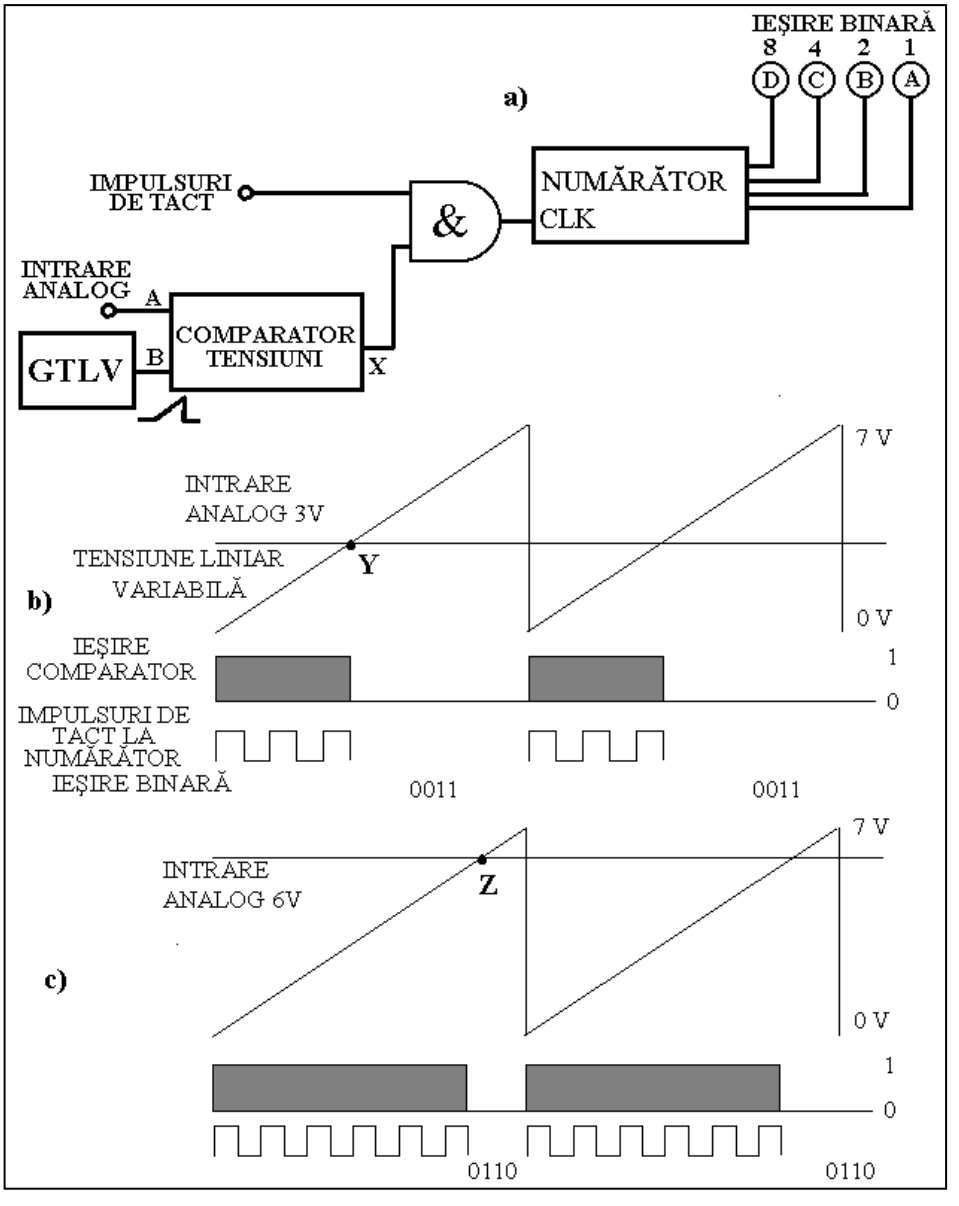


Fig. 6. 78 – Schema bloc a CAN integrator (a); diagramele de timp ale semnalelor (b, c)

Tensiunea liniar variabilă începe să crească, dar, atât timp cât ea este mai mică decât tensiunea de intrare, de la intrarea A a comparatorului, la ieşirea acestuia nivelul logic este 1. În acest fel, circuitul logic ŞI se menține în stare deschisă, prin el trecând liber impulsurile de tact. Cu cât tensiunea la intrarea A este mai mare, cu atât mai lung va fi intervalul de timp în care această tensiune se menține mai mare decât tensiunea liniar crescătoare aplicată la intrarea B şi cu atât mai multe impulsuri de tact vor trece prin circuitul ŞI spre numărător într-o perioadă a tensiunii furnizare de generatorul de tensiune liniar variabilă, GTLV. În figura 6.78.b, în intervalul în care tensiunea de intrare analogică este mai mare decât tensiunea liniar crescătoare, prin circuitul ŞI trec trei impulsuri, care sunt numărate de numărător, la ieşirea acestuia obținându-se numărul binar 0011, corespunzător tensiunii de 3 V la intrare. Dacă la intrare se aplică o tensiune de 6 V (figura 6.78.c), în intervalul de timp în care această tensiune este mai mare decât tensiunea liniar crescătoare prin circuitul ŞI trec 6 impulsuri, numărate de numărător, la a cărui ieşire se obține numărul binar 0110, corespunzător tensiunii de 6 V.

Deficiența acestui tip de CAN este datorată timpului prea mare, consumat pentru numărare (de exemplu, la ieşirea binară cu opt ranguri, este necesară numărarea unui număr de impulsuri de tact de până la 255).

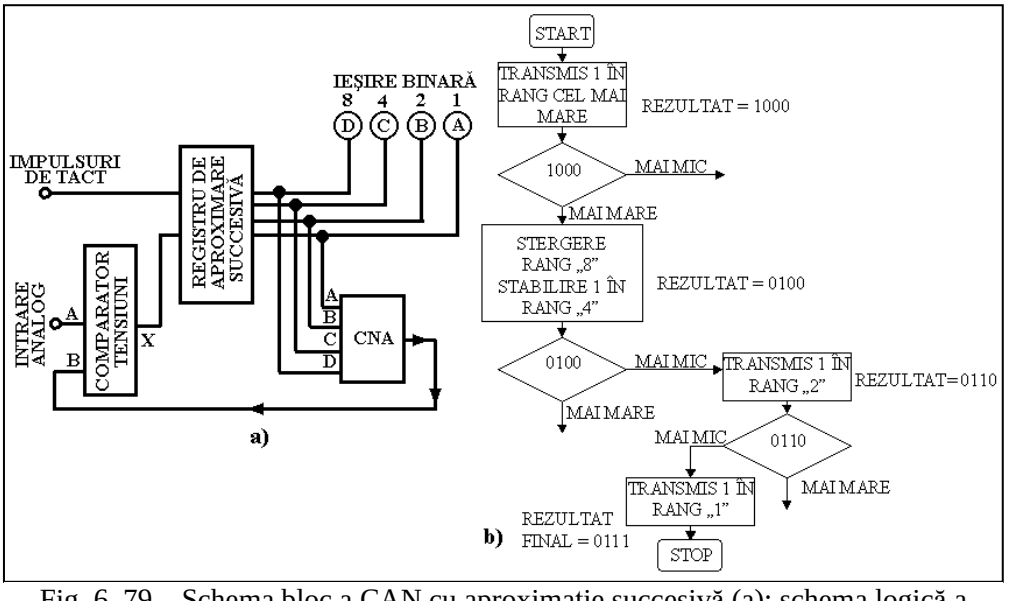


Fig. 6. 79 – Schema bloc a CAN cu aproximație succesivă (a); schema logică a funcționării CAN cu aproximație succesivă (b)

Pentru accelerarea procesului, se utilizează un alt tip de convertor analogic-numeric, numit CAN de aproximare, a cărui schemă bloc este prezentată în figura 6.79.a. În componența acestui tip de CAN intră un

comparator de tensiune, un CNA pentru formarea semnalului de reacție, precum şi un nou bloc logic, numit registru de aproximare succesivă.

Să considerăm că la intrarea analogică se aplică o tensiune de 7 V. Pentru început, CAN cu aproximare succesivă caută răspunsul cu privire la posibila valoare a tensiunii măsurate. Acest lucru este realizat prin transmiterea valorii 1 în rangul cel mai mare al numărului binar la ieşire, prin intermediul registrului cu aproximație succesivă. Rezultatul operațiunii (1000) trece prin CNA la intrarea B a comparatorului. Acesta „răspunde" la întrebarea dacă numărul 1000 este mai mare sau mai mic decât echivalentul numeric al tensiunii de intrare. Procesul complet este descris conform schemei logice din figura 6.70.b.

7. MĂSURAREA ELECTRICĂ A MĂRIMILOR NEELECTRICE

Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice şi transmiterea la distanţă a rezultatelor prezintă un interes major în tehnica contemporană. Pentru rezolvarea concretă a multor probleme de măsurare nu este eficientă economic realizarea unor instalaţii universale, ci elaborarea unor sisteme speciale de măsură destinate rezolvării unui grup concret de probleme, cu particularităţile lor. Pentru sistemele de măsură complexe, prezintă interes deosebit instalaţiile de măsurare la distanţă şi de transmitere a datelor privind mărimile măsurate. În tabelul 7.1 sunt prezentate câteva exemple de mărimi neelectrice măsurabile electric precum şi valorile maximă, x_{max} şi minimă, x_{min} ale acestora.

Tabel 7.1 - Domeniul de variaţie a mărimilor neelectrice măsurate

MĂRIME	SIMBOL	UNITATE DE MĂSURĂ	x_{min}	x_{max}
Lungime	ℓ	m	10^{-8}	10
Timp	t	s	10^{-10}	10^{3}
Temperatură	T	K	10^{-6}	10^{12}
Unghi de rotaţie	α	grad	10^{-6}	360
Turaţie	n	rot/s	$4\cdot10^{-2}$	$4\cdot10^{5}$
Acceleraţie	a	m/s^2	10^{-3}	10^{6}
Forţă	F	N	$2\cdot10^{-8}$	$2\cdot10^{7}$
Presiune	p	Pa	10^{-12}	10^{9}
Alungire relativă	ε	$\mu m/m$	10^{-2}	10^{6}

Cu toate că din tabel rezultă valoarea raportului x_{max}/x_{min} de $10^6 – 10^{19}$, pot apărea măsurători în limite de $10^9 – 10^{28}$ şi chiar până la 10^{42}. Evident că măsurarea cu un singur aparat universal în aceste limite este practic imposibilă şi economic ineficientă. Sunt necesare sisteme şi metode diferite de măsură nu numai pentru diferite mărimi, dar şi pentru diferite domenii de valori ale aceleiaşi mărimi. În figura 7.1 este prezentată schema de principiu a instalaţiei pentru măsurarea mărimilor neelectrice. Circuitele de măsură se compun din diferite elemente: traductorul T, dispozitivul de adaptare A, înregistratorul numeric sau instalaţia de prelucrare numerică IP, aparatul de ieşire AI. Prelucrarea rezultatelor măsurătorilor se poate face în timp real sau după înregistrarea datelor. La aprecierea metodelor de măsură se are în vedere posibilitatea adaptării mărimilor măsurate, domeniile de măsură, frecvenţa, sensibilitatea, gradul de perturbare a măsurării, precum şi posibilitatea măsurării analogice sau numerice multicanal, transmiterea

semnalului măsurat la distanță, prelucrarea automată a rezultatelor, precizia şi siguranța măsurării.

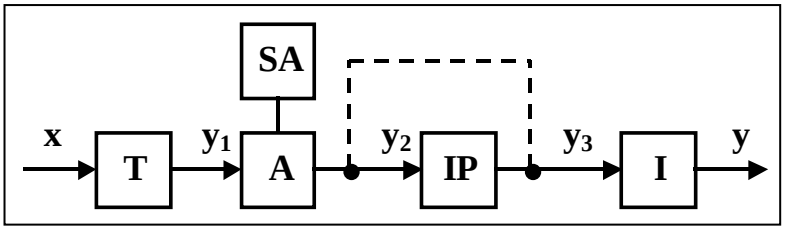


Fig. 7. 1 - Structura instalației pentru măsurări electrice ale mărimilor neelectrice: T – traductor; A – bloc de adaptare; IP – bloc de înregistrare şi prelucrare a datelor; I – bloc de ieşire; SA – sursă auxiliară de energie; x – mărimea de intrare (de măsurat); y semnal de măsură şi mărimea de ieşire.

Elementul sensibil (de măsură), cuplat în circuitul de măsură constă dintr-un convertor al mărimii neelectrice într-o mărime electrică.

Traductorul include elementul sensibil şi toate celelalte elemente necesare pentru transformarea mărimii neelectrice într-o mărime electrică.

Convertorul de măsură (convertorul de semnal) reprezintă de obicei dispozitivul în care semnalul analog de intrare se transformă în semnal analog de ieşire, în conformitate cu caracteristicile aparatului. Din punct de vedere fizic, semnalele de intrare şi de ieşire ale convertorului de măsură sunt diferite. Convertoarele se folosesc de obicei la dispozitivele de reglare a proceselor industriale, a căror schemă structurală este prezentată în figura 7.2.

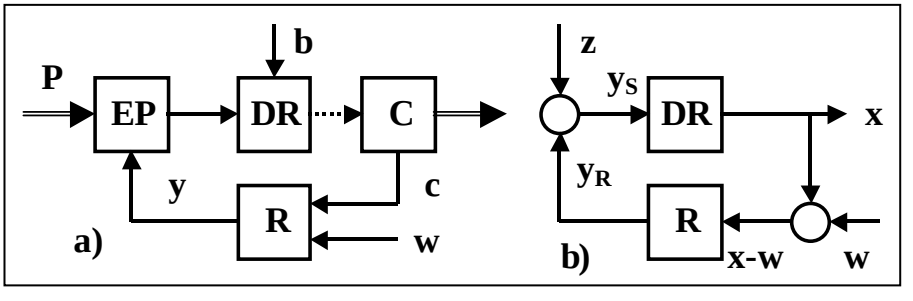


Fig. 7. 2 - Schema structurală a circuitului de reglare (a) şi imaginea circulației curenților (b): P – proces (modificarea energiei, deplasarea masei, etc.); R – regulator; EP – element care acționează asupra procesului; x – mărimea care se reglează (care se măsoară); y – mărimea de comandă; w – mărimea pilot; b – perturbație (bruiaj); DR – domeniu de reglare; C – convertor

Convertorul de valoare a semnalului măsurat are la intrare şi la ieşire semnale de aceeaşi natură fizică.

Convertorul integrat (transmițătorul) are semnalul la ieşire normat într-un anumit domeniu. În convertorul integrat, compus din traductor şi schema de adaptare, mărimea măsurată fizică se transformă în mărime electrică de nivel determinat. Mărimi de intrare la asemenea convertor pot fi spre exemplu: temperatura, forța, iar mărimi de ieşire – curentul, tensiunea sau frecvența.

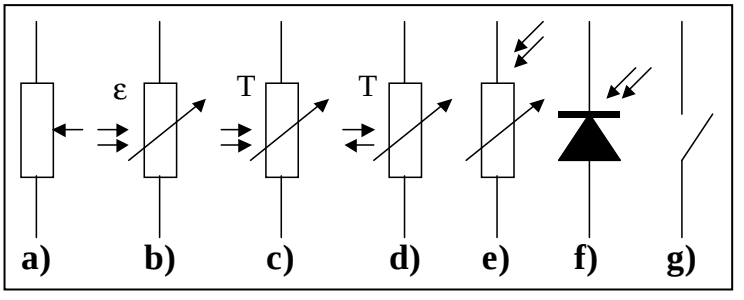


Fig. 7. 3 - Reprezentarea traductoarelor (elementelor sensibile): a – traductor de deplasare sau unghi de rotire; b – tensotraductor rezistiv sau semiconductor; c – termorezistor cu coeficient de variație a rezistenței cu temperatura pozitiv; d – termorezistor cu coeficient de variație a rezistenței cu temperatura negativ; e – fotorezistor; f – fotodiodă; g – element de contact la instalațiile numerice

Conform standardelor, semnalele normate de curent continuu trebuie să se găsească în anumite domenii, de exemplu, $0 \div \pm 5$V sau $0 \div \pm 20$ mA. În unele cazuri se folosesc instalații cu nul deplasat. La acestea domeniile sunt îngustate: $\pm 1 \div \pm 5$ V sau $\pm 4 \div \pm 20$ mA. Pe baza abaterii curentului de repaus de la valorile mici ale domeniilor arătate, se descoperă eventualele deranjamente, de exemplu defectarea aparatului de înregistrare sau a rețelei de alimentare, întreruperea conductorului de legătură prin care se aplică semnalul de măsurat, etc. În cazul când este necesară reglarea, limitele domeniului semnalelor de curent trebuie să se găsească în limitele: inferioară – de la 0 la 5 mA, superioară – de la 12 la 25 mA.

În instalațiile cu semnale de curent normate se acceptă utilizarea diferitelor aparate de măsură cu rezistența internă de cel mult 1 kΩ. Valorile normate ale domeniilor semnalelor de tensiune sunt $0 \div \pm 10$ V şi $0 \div \pm 1$ V, iar rezistența internă a aparatelor de măsură nu trebuie să fie mai mică de 1 kΩ. Când se utilizează ca mărime de ieşire frecvența, domeniul recomandat al modificării acesteia este de 5 – 25 Hz. La sistemele pneumatice este normată presiunea gazului. Ea trebuie să se găsească în domeniul 0,02 – 0,1 MPa.

În figura 7.3 este prezentată simbolizarea grafică a traductoarelor.

7.1. Convertoare. Amplificatoare

Pentru circuitele de măsură compuse din traductoare, elemente de adaptare şi aparate de măsură, există o multitudine de posibilități de combinare în diferite instalații de măsură.

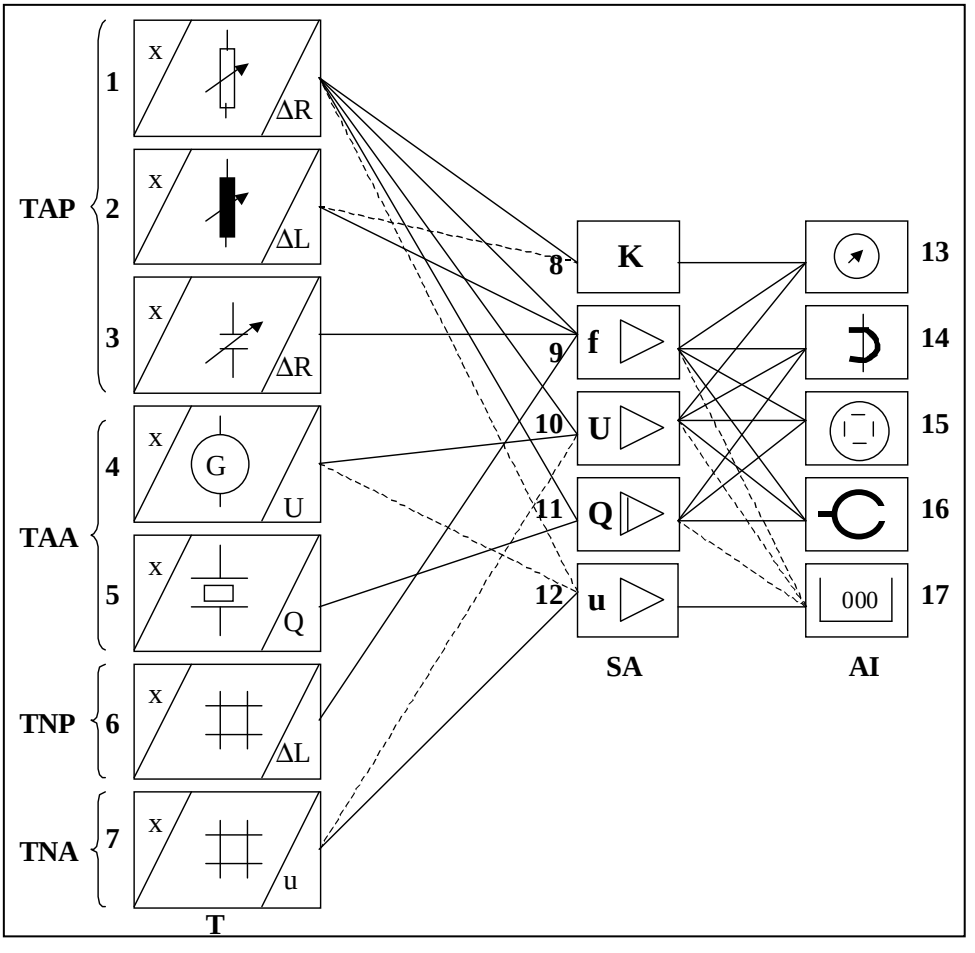


Fig. 7. 4 - Posibilități de combinare a traductoarelor T, schemelor de adaptare SA şi a aparatelor de ieşire, AI: 1–3 – traductoare analogice rezistiv, inductiv şi capacitiv; 4 – 5 – traductoare analogice active generator şi piezoelectric; 6 – traductor numeric pasiv; 7 – traductor numeric activ; 8 – compensator; 9 – 12 – amplificatoare cu frecvență purtătoare, de curent continuu, de sarcină electrică, de tensiune alternativă; 13 – aparat indicator analogic; 14–aparat cu autoînregistrare (compensograf, oscilograf); 15 – osciloscop electronic; 16 – magnetofon; 17 – aparat cu afişare numerică

În figura 7.4 se pot constata posibilitățile obișnuite de măsurare (reprezentate cu linie continuă) şi cele utilizate numai în cazuri speciale (reprezentate cu linie întreruptă). Posibilitățile schemelor de măsură se lărgesc prin utilizarea comutării canalelor de măsură, a sumatoarelor, modulatoarelor, convertoarelor operaționale, etc. La conectarea elementelor de măsură între ele este necesară îndeplinirea condițiilor de adaptare în ceea ce priveşte sensibilitatea, mărimea semnalului de măsură, curentul, puterea consumată, rezistențele de intrare şi de ieşire.

Convertorul integrat pentru mărimea măsurată (ca şi traductorul realizat în soluție constructivă modulară) este alcătuit din elementul sensibil şi schema de adaptare şi este conceput pentru instalații la care mărimea fizică de intrare (de exemplu forța, presiunea, diferența presiunilor, nivelul lichidului, temperatura, etc.), se transformă prin utilizarea sursei de energie, în mărime normată de ieşire. El poate fi o combinație unitară a primilor doi termeni din circuitul de măsură arătat în figura 7.1. La convertoarele integrate, deseori se folosesc elemente sensibile care transformă mărimea măsurată în semnal proporțional cu lungimea sau forța.

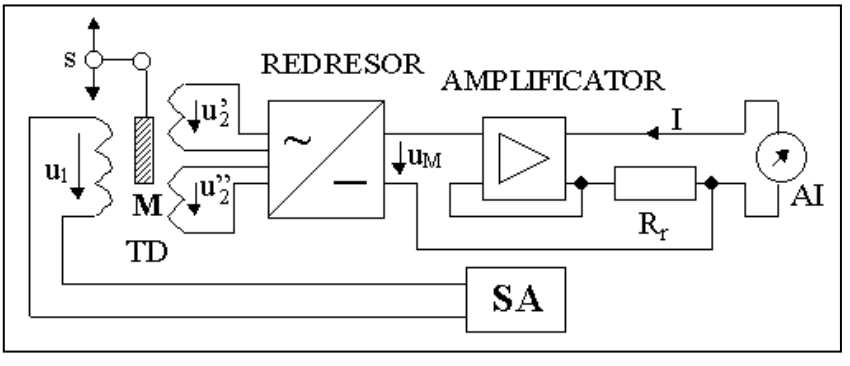


Fig. 7. 5 - Convertor de deplasare s în curent normat I: TD – transformator diferențial; R_r – rezistența de reacție negativă în curent, care poate stabili, de exemplu, domeniul de măsură; AI – aparatul de ieşire; SA – sursa de alimentare

Convertoare de deplasare în curent

La convertorul din figura 7.5, deplasarea s reprezintă o mărime secundară asociată parametrului fizic măsurat, de exemplu forță sau presiune. Prin deplasarea miezului M al transformatorului diferențial se produc două tensiuni de ieşire, u'_2 şi u''_2, care apoi se redresează şi se scad. Tensiunea continuă obținută, U_M, se aplică amplificatorului cu reacție negativă în curent A, la a cărui ieşire se obține un curent continuu I, înregistrat de aparatul de ieşire AI. Deplasarea s este proporțională cu acest curent: $s \sim U_M \sim I$

Convertoare de forță în curent

La convertoarele de forță în curent (figura 7.6), care funcționează pe principiul comparării sau compensării, forța F_M reprezintă mărimea intermediară după măsurarea parametrului fizic. Forța F_M acționează asupra pârghiei P şi deplasează miezul transformatorului diferențial cu mărimea Δs. Tensiunea care apare, U_2, se aplică amplificatorului A, la ieşirea căruia se obține curentul I_K. Acest curent circulă până când se obține egalitatea forței măsurate, F_M, cu cea a forței de compensare: $F_K = F_M$. În această instalație: $\Delta s \sim U_2 \sim I_K \sim F_K = F_M$.

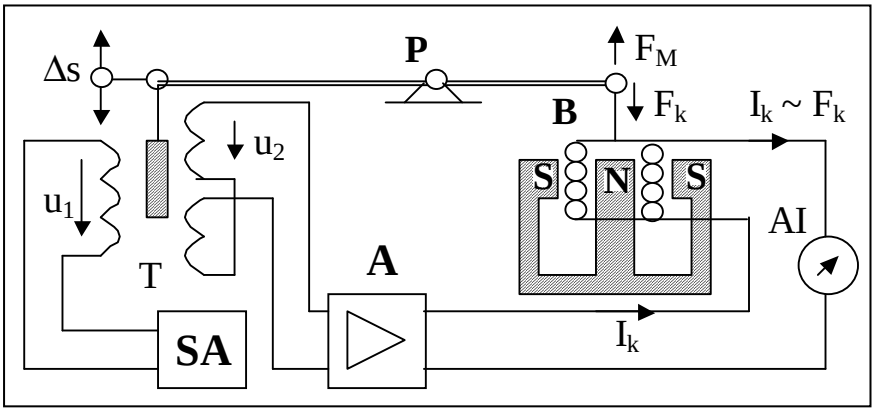


Fig. 7. 6 - Convertor de forță în curent: DT – transformator diferențial; P – pârghie; A – amplificator; B – bobina mobilă în câmp magnetic; AI – aparat de ieşire; sursă auxiliară de energie; F_K – forță de echilibrare

Convertorul se utilizează pentru măsurarea mărimilor statice şi cuasistatice, cum sunt deplasarea s, unghiul α, forța F, presiunea în gaze sau lichide p, presiunea diferențială Δp, nivelul lichidului h, temperatura T.

7.2. Instalații de adaptare

Instalațiile de adaptare sunt destinate adaptării semnalului de la traductor cu aparatul de ieşire. În tabelul 7.2 sunt prezentate domeniile de frecvențe şa schemele de adaptare cele mai frecvent folosite.

Tabel 7.2 - Domeniile de frecvență şi valorile frecvenței purtătoare la schemele de adaptare

SCHEMA DE ADAPTARE	Banda de frecvență (Hz)	Frecvența purtătoare (Hz)
Divizor de tensiune	$1 – 10^5$	0
Compensator de tensiune continuă - cu compensare manuală - cu compensare automată	 0 0 – 1	 0 0
Compensator de tensiune alternativă	0	180
Amplificator modulator de tensiune	0 – 100	$1 – 10^3$
Amplificator cu frecvență purtătoare • pentru frecvențe joase • standard • industriale • universale • pentru frecvențe înalte • pentru traductoare capacitive	 0 – 10 0 – 500 0 – 500 $0 – 1{,}5 \cdot 10^3$ $0 – 15 \cdot 10^3$ $0 – 25 \cdot 10^3$	 220 $5 \cdot 10^3$ $10 \cdot 10^4$ $5 \cdot 10^3$ $50 \cdot 10^3$ $465 \cdot 10^3$
Amplificator de măsură de tensiune continuă	$0 –10^4$	0
Amplificator de măsură de sarcină electrică	$0{,}1 – 2 \cdot 10^4$	–
Amplificator de măsură de tensiune alternativă	$1 –10^4$	–

Compensatoare

Compensatoarele cu ieşire analogică sau numerică sunt înzestrate cu sisteme pentru cuplarea şi decuplarea instalațiilor de reglare.

Amplificatoare modulatoare de măsură

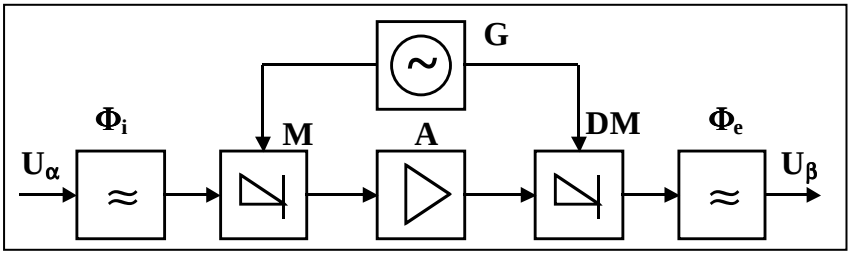


Fig. 7. 7 - Schema structurală a amplificatorului modulator: U_α şi U_β - mărimi de intrare, respectiv de ieşire; Φ_i, Φ_e – filtre de intrare, respectiv de ieşire, de frecvență joasă; M – modulator; A – amplificator de tensiune alternativă; DM – demodulator sensibil la fază; G – generator semnalului de modulație

Tensiunea măsurată (figura 7.7) se transformă în modulatorul M în tensiune alternativă. Semnalele de comandă provin de la generatorul G al tensiunii de modulație. Tensiunea alternativă obținută în modulator este amplificată de amplificatorul de bandă îngustă, care are derivația nulului mică, apoi este redresată în demodulatorul sensibil la fază DM, comandat de generatorul G. Filtrul RC de intrare, Φ_i interzice frecvenței înalte de la generatorul G să ajungă în circuitul de intrare. Filtrul de ieşire (circuit RC sau activ), Φ_e este necesar pentru netezirea semnalului util demodulat.

Amplificatoarele modulatoare pentru măsurarea tensiunilor continue foarte mici se deosebesc prin stabilitate înaltă, prin tensiune de derivă mică (0,1 μV/K) şi curent de derivă mic (1 pA/K). La frecvența de modulație de 1 kHz, domeniul frecvențelor măsurate este de la 0 la 100 Hz.

Amplificatoare cu frecvență purtătoare

La acestea, schema de intrare constă dintr-o punte de tensiune alternativă şi din traductorul T, rezistiv, inductiv şi capacitiv (figura 7.8)

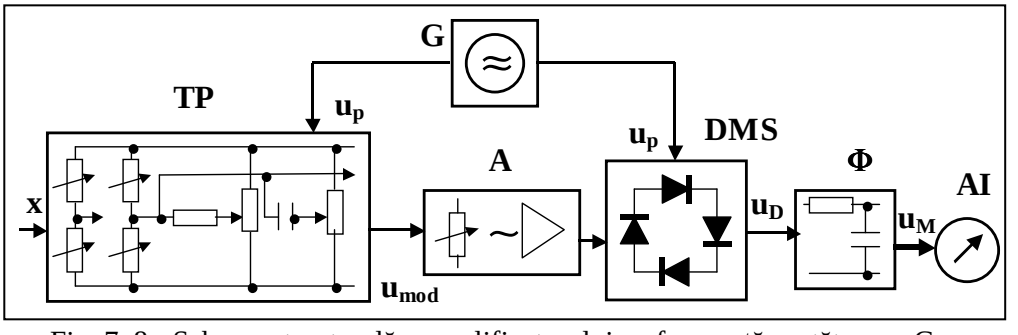


Fig. 7. 8 - Schema structurală a amplificatorului cu frecvență purtătoare: G – generatorul frecvenței purtătoare; TP – traductor cu punte; A – amplificator de tensiune alternativă cu atenuator; DMS – demodulator sincron; Φ - filtru de frecvență joasă; AI – aparat de ieşire

Puntea se alimentează de la sursa de tensiune alternativă G de frecvența purtătoarei. Tensiunea pe diagonala punții, care apare în situația când aceasta se dezechilibrează, reprezintă semnalul de măsurat. Ea este deci o tensiune modulată în amplitudine, cu frecvența purtătoare f_p. Această tensiune se aplică amplificatorului de tensiune alternativă cu atenuator şi filtru trece-bandă, A; semnalul de la ieşirea acestuia se aplică la demodulatorul sincron DMS (redresor sensibil la fază, modulator în inel, punte redresoare) care se alimentează de la sursa de aceeaşi frecvență purtătoare; în DMS, semnalul se redresează în funcție de polaritatea mărimii măsurate. Tensiunea demodulată după filtrarea în filtrul de frecvență joasă Φ reprezintă fie semnalul măsurat, care după prelucrare se înregistrează în aparatul de ieşire, fie mărimea de intrare din instalația de reglare. Procesul de

modulație și demodulație în amplificatorul frecvenței purtătoare este reprezentat în figura 7.9. Semnalul x(t) care apare datorită de exemplu modificării rezistenței traductorului rezistiv din schema în punte, modulează semnalul purtător, rezultând u_{mod}. La trecerea prin zero a semnalului măsurat (punctul P) faza tensiunii u_{mod} se modifică cu 180°. După redresare, având în vedere polaritatea, în demodulatorul sincron apare tensiunea demodulată U_D, care conține componentele pozitivă și negativă, care după trecerea prin filtrul de frecvență joasă se constituie în semnalul măsurat U_M, corespunzător semnalului de intrare x(t).

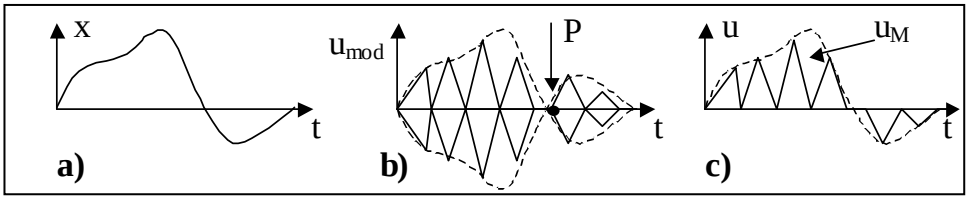


Fig. 7. 9 - Diagramele de timp ale semnalelor la amplificatorul cu frecvență purtătoare; a – variația mărimii măsurate, x; b – tensiunea de modulație, u_{mod}, cu punctul P de defazare cu 180° a fazei; c – tensiunea demodulată U_D a frecvenței purtătoare

În practică, pentru modularea tensiunii sinusoidale este suficientă respectarea condiției: $f_p = 5 \cdot f_{max}$, unde f_p este frecvența purtătoare și f_{max} este frecvența maximă a semnalului de măsură.

Amplificatorul de tensiune alternativă în instalația de măsură cu frecvență purtătoare trebuie să aibă banda de trecere de minim $0{,}2 \cdot f_p$. La filtrarea frecvenței purtătoare pentru semnale cu fronturi abrupte, raportul f_p/f_{max} poate fi mai mic de 5; de exemplu, dacă f_p = 5 kHz și f_{max} = 1,5 kHz, raportul este egal cu 3,3. La înregistrarea stroboscopică a semnalului de măsură cu frecvența f_{max} este necesar să se asigure frecvența necesară, $f_p = 2 \cdot f_{max}$. Instalațiile de măsură cu amplificatoare de frecvență purtătoare au de obicei următorii parametri:

- sensibilitatea de măsurare a alungirii relative: 10 (μm/m)/V
- tensiunea de alimentare a punții: 1 – 10 V
- abaterea de echilibru: > 1%
- tensiunea de ieșire: 0 – 1; 0 – 5; 0 – 100 V
- curentul de ieșire: 0 – 100 mA

Amplificatoare de tensiune continuă în punte

Amplificatoarele operaționale, care servesc pentru amplificarea tensiunii diagonalei punților alimentate în tensiune continuă, trebuie să aibă anumite proprietăți, arătate în tabelul 7.3. Schemele de bază de cuplare a amplificatoarelor operaționale cu reacție sunt prezentate în figura 7.10.

Tabelul 7.3 - Legătura dintre tensiunea u, curentul i şi rezistența R la amplificatoarele operaționale inversoare şi neinversoare

PARAMETRU	AMPLIFICATOR INVERSOR (fig. 10.b)	AMPLIFICATOR NEINVERSOR (fig.10.c)
Curent intrare	$i_\alpha = i$	$i_\alpha \approx 0$
Curent prin R_1	$i_1 = u/R_1$	$i_1 = u_{\alpha 1}/R_1$
Curent reacție	$i_g = i_1$	$i_g = i_1$
Tensiune de intrare - intrare negativă - intrare pozitivă	 $u_{\alpha 1} \approx 0$ 0	 $u_{\alpha 1} \approx u_\alpha$ $u_{\alpha 2} \approx u_\alpha$
Tensiune pe rezistența reacției negative	$R_g i_g \approx -u_\beta$	$R_g i_g \approx u_\alpha R_g/R_1$
Tensiune de ieşire	$u_\beta = -u_1 R_g/R_1$	$u_\beta = u_{\alpha 1}+u_g \approx u_\alpha(1+R_g/R_1)$
Amplificare în tensiune	$A = -R_g/R_1$	$A = 1 + R_g/R_1$

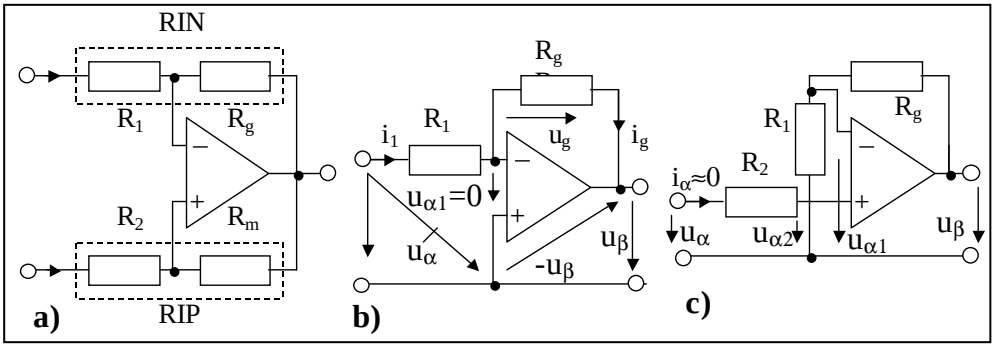


Fig. 7. 10 - Variantele de cuplare a amplificatoarelor operaționale cu reacție negativă şi pozitivă (a), cu tensiune inversoare (b) şi neinversoare (c)

Amplificator cu un terminal de intrare pus la masă

La schema de măsură în punte cu punctul median pus la masă şi cu tensiune de alimentare simetrică față de masă (figura 7.11), când $R_1 = R_2 = R$ şi $R_3 = R_4$, la o variație a rezistenței R_1 egală cu ΔR, apare o tensiune pe diagonala punții, egală cu 0,1 – 100 mV pentru 1 V tensiune de alimentare. Tensiunea de ieşire a amplificatorului de curent continuu când rezistența de reacție este $R_{inv} = nR = 100 \cdot R$ este de aproximativ 1V şi se calculează cu formula: $U_\beta = n \frac{\Delta R}{R} \frac{U_0}{4}$

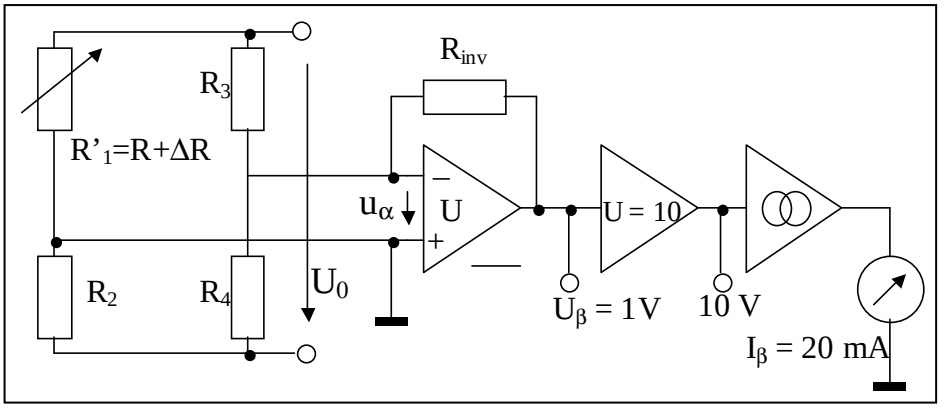


Fig. 7. 11 - Punte cu amplificator de tensiune continuă cu punerea la masă într-un punct al circuitului de intrare: u_β, i_β - tensiunea şi curentul de ieşire

Amplificator cu intrare diferențială

În schema din figura 7.12, tensiunea de ieşire a amplificatorului diferențial în condiția $R_5 = R_6$ şi $R_7 = R_{inv}$, este:

$$U_\beta = - U_\alpha \frac{R_{inv}}{R_5}$$

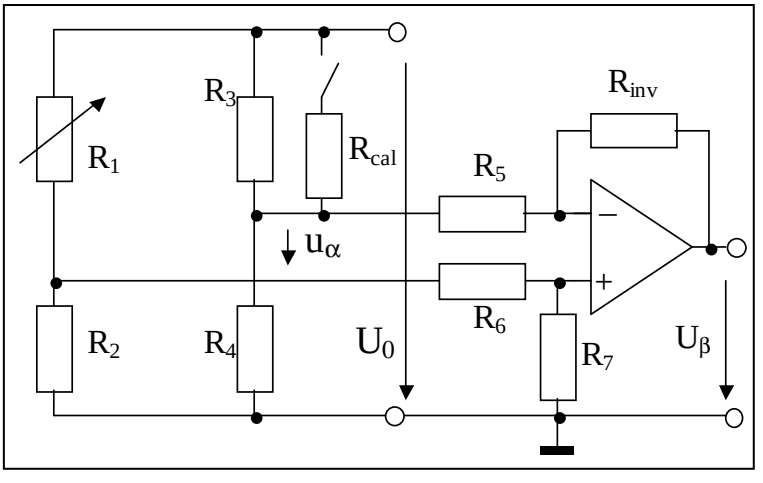


Fig. 7. 12 - Punte cu amplificator de tensiune continuă cu intrare diferențială: U_α, U_β - tensiuni de intrare, respectiv de ieşire ale amplificatorului

Când $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ şi $R_5 = R_6 = 0$, şi când $R_7 = R_{inv} = nR$, la o variație a lui R_1 egală cu ΔR, apare o tensiune de ieşire egală cu:

$$U_\beta \approx \frac{\frac{n}{2}}{1+\frac{1}{2n}}\frac{\Delta R}{R}U_0$$

Puntea se poate alimenta de la o sursă de tensiune continuă. După echilibrare, înainte de începerea măsurătorilor, se cuplează în paralel pe rezistența R_3 a punții rezistența de calibrare pentru obținerea tensiunii cunoscute pentru calibrarea amplificatorului. În condiția $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, tensiunea de calibrare este: $U_{cal} = \frac{R}{4R_{cal} + 2R}U_0$

Datorită complexității schemelor în punte, valoarea rezistenței de calibrare se determină în practică de obicei empiric, împreună cu calibrarea traductorului.

În tabelul 7.4 se pot studia comparativ caracteristicile amplificatoarelor de măsură de frecvență purtătoare şi de tensiune continuă.

Tabel 7.4 - Proprietățile amplificatorului de măsură cu frecvența purtătoare de 5 kHz şi a amplificatorului de tensiune continuă.

PARAMETRU	AMPIFICATOR DE MĂSURĂ	
	cu frecvență purtătoare	de tensiune continuă
Traductor	rezistiv, inductiv, capacitiv	rezistiv
Limite frecvențe măsurate (kHz)	0 – 1,3	0 – 100
Domeniu de măsură (μm/m)	$10^2 – 10^6$	0,1 – 100
Rezoluție relativă	10^{-6}	10^{-6}
Neliniaritate (%)	0,02	0,05
Deriva nulului (μV/K)	0,01	0,1
Zgomot (μV/V)	0,05	0,5
Atenuare perturb. sinfazice	Da	Nu
Influență capacitate cablu • la măsurători statice • la măsurători dinamice	 Da* Da**	 Nu Da

* se poate compensa ; ** slabă

Din caracteristica de frecvență (figura 7.13.a) rezultă că la amplificatorul cu frecvență purtătoare, perturbările sinfazice se elimină, pentru că frecvențele acestora (de exemplu a tensiunii termoelectromotoare U_T, a tensiunii rețelei de alimentare U_R) se deosebesc mult şi se găsesc în afara domeniului frecvențelor măsurate. La amplificatorul de tensiune

continuă se amplifică şi perturbaţiile. Tensiunea termoelectromotoare U_T, care apare la contactul dintre două metale diferite, de exemplu la cablurile de măsură, poate atinge 40 μV/K.

Pentru că utilizarea fiecăruia dintre amplificatoarele arătate prezintă avantaje şi dezavantaje, se alege metoda optimă de măsură pentru problemele concrete, având în vedere principiul de funcţionare a traductorului, domeniul frecvenţelor de măsurat şi precizia necesară.

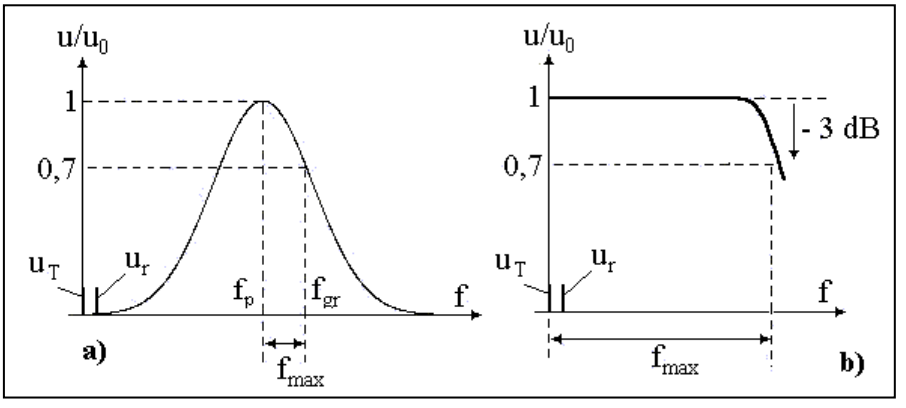


Fig. 7. 13 - Caracteristicile de frecvenţă ale amplificatorului cu frecvenţă purtătoare (a) şi amplificatorului de tensiune continuă (b): f_p – frecvenţa purtătoare; f_{gr} limită; f_{max} – domeniul frecvenţelor măsurate; u_T şi u_r – tensiunea perturbaţiilor datorită schimbării temperaturii şi datorită reţelei

Amplificator de măsură a sarcinii electrice

La traductoarele piezoelectrice se foloseşte amplificatorul de sarcină electrică (amplificator integrator), din figura 7.14.

După determinarea curenţilor i şi i_c în funcţie de tensiunea de ieşire U_β, calculul tensiunii de ieşire, care se produce atunci când apare sarcina Q pe feţele cristalului piezoelectric, se face pe baza formulei:

$$U_\beta = -\frac{Q}{\left[\frac{C_\alpha}{A} + C_1\left(1+\frac{1}{A}\right)\right]}$$

unde C_α este capacitatea de intrare, C_1 – capacitatea de reacţie, A – amplificarea amplificatorului; capacitatea de intrare este: $C_\alpha = C_t + C_K$, C_t fiind capacitatea traductorului şi C_K – capacitatea cablului.

Pentru amplificări $A \geq 1000$, se poate considera în calcule că $C_\alpha << C_1$ şi $1/A << 1$. Atunci, tensiunea de ieşire se poate considera că nu depinde de C_{int} şi C_K: $U_\beta \approx -\frac{Q}{C_1}$.

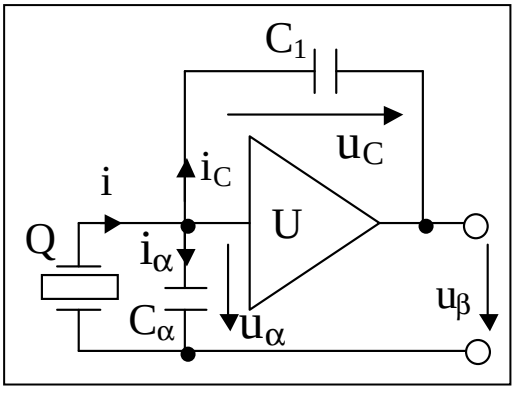


Fig. 7. 14 - Schema de principiu a amplificatorului de sarcină electrică: C_α - capacitate de intrare; C_1 – capacitatea de trecere; Q – sarcina electrică de pe fețele opuse ale cristalului piezoelectric

Cu ajutorul valorii lui C_1 se poate modifica domeniul de măsură. Prin cuplarea în paralel pe C_1 a unui rezistor R se poate micşora constanta de timp şi, în acest fel, se poate mări stabilitatea de funcționare a amplificatorului. Când constanta de timp a circuitului de măsură este mare, este necesară calibrarea statică sau cuasistatică, iar atunci când această constantă de timp este mică, trebuie făcută calibrarea dinamică. Dacă amplificarea este constantă, se poate regla sensibilitatea cu ajutorul circuitului de reacție, care determină şi valoarea domeniilor de măsură.

Amplificatoare de tensiune alternativă

Amplificatoarele de măsură de tensiune alternativă cu condensator C şi transformator de legătură între etaje, T (figura 7.15), se caracterizează prin valoarea mică a deviației nulului, pentru că etajele sunt decuplate între ele în componenta continuă.

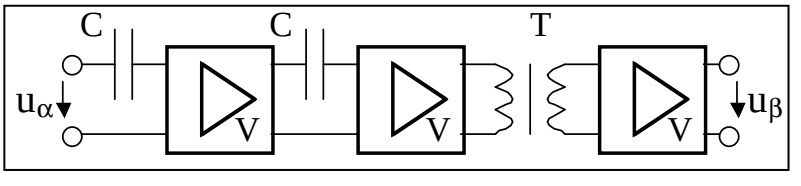


Fig. 7. 15 - Schema bloc a amplificatorului de măsură de tensiune alternativă

De obicei, amplificatoarele au domeniul de frecvență 10 Hz – 100 kHz. Ele se folosesc în circuitele de măsură cu traductoare active cu bobine telescopice – elemente sensibile la măsurarea oscilațiilor sau în circuitele cu traductoare de impuls, care funcționează pe baza principiului electrodinamic sau fotoelectric pentru măsurarea frecvenței de rotire.

Cabluri de măsură

- Influența cablurilor.

Influență mare poate avea cablul care leagă traductorul cu schema de adaptare, atunci când acesta este lung, datorită rezistenței sale active şi capacității, precum şi a variației acestora pe timpul măsurătorilor sau calibrării. Influența constă în micşorarea valorii mărimii măsurate. Aceasta poate fi luată în considerație teoretic sau empiric dacă se determină valoarea mărimii măsurate în schema cu cablu şi fără acesta.

- Conductoarele de legătură ale traductoarelor

Elementele analogice pasive se leagă de obicei cu schema de adaptare prin conductoare multifilare, iar cele active prin conductoare bifilare, deseori ecranate. În funcție de principiul de funcționare al traductorului şi de metoda de măsurare, lungimea cablului poate atinge câteva sute de metri şi, în unele cazuri, chiar 10 km. Când cablurile sunt scurte, schemele de măsură cu traductoare pasive se alimentează de regulă cu tensiune continuă $U_0 = 1 \div 10$ V, iar când cablurile au rezistență mare sau variabilă, cu curent constant. La traductoarele active piezoelectrice se folosesc cabluri de măsură cu izolație bună şi cu lungimea de maximum câțiva metri. În instalațiile la care forma semnalului este numerică sau când acesta se transmite fără cabluri, este posibilă transmiterea la orice distanță.

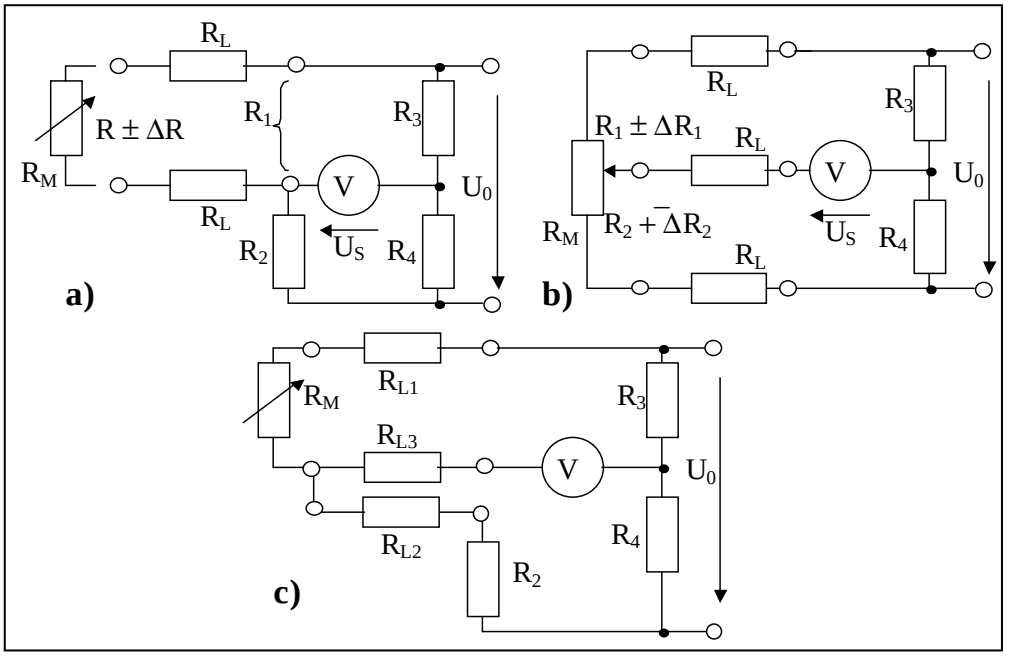


Fig. 7. 16 - Punți cu două conductoare de legătură (a) şi cu trei conductoare de legătură: cu rezistența variabilă a două ramuri vecine (b) şi cu rezistența variabilă a unei ramuri (c): R_M - rezistența traductorului; R_L – rezistența conductoarelor de legătură

- Schema cu două conductoare

În puntea care este prezentată în figura 7.16.a, rezistența conductorului, R_L se cuplează în serie cu rezistența de măsurat R_M şi tensiunea relativă de ieşire a punții se micşorează conform relației:

$$\frac{U_S}{U_0} = \frac{1}{4}\frac{\Delta R_M}{R_M}\frac{R_M}{R_M + 2R_L}$$

Variația rezistenței conductoarelor datorită influenței temperaturii se percepe ca modificare a tensiunii semnalului măsurat.

- Schema cu trei conductoare

În schemele în punte prezentate în figura 7.16.b, c, când rezistența conductoarelor de legătură este aceeaşi, R_L, eroarea de măsură datorată influenței temperaturii se compensează.

- Scheme cu patru şi cinci conductoare

Punțile la care toate rezistențele ramurilor sunt variabile, trebuie să aibă cel puțin patru conductoare de legătură în scopul eliminării influenței rezistenței acestora şi ele se leagă cu amplificatorul de măsură prin cabluri multifilare cu de la 5 până la 7 conductoare. În schema cu cinci conductoare arătată în figura 7.17, puntea se alimentează prin două conductoare de la sursa de tensiune U_0. Tensiunea diagonalei, U_S se aplică prin două conductoare R_L la intrarea amplificatorului diferențial AD. O asemenea cuplare a punților este de două ori simetrică față de masă.

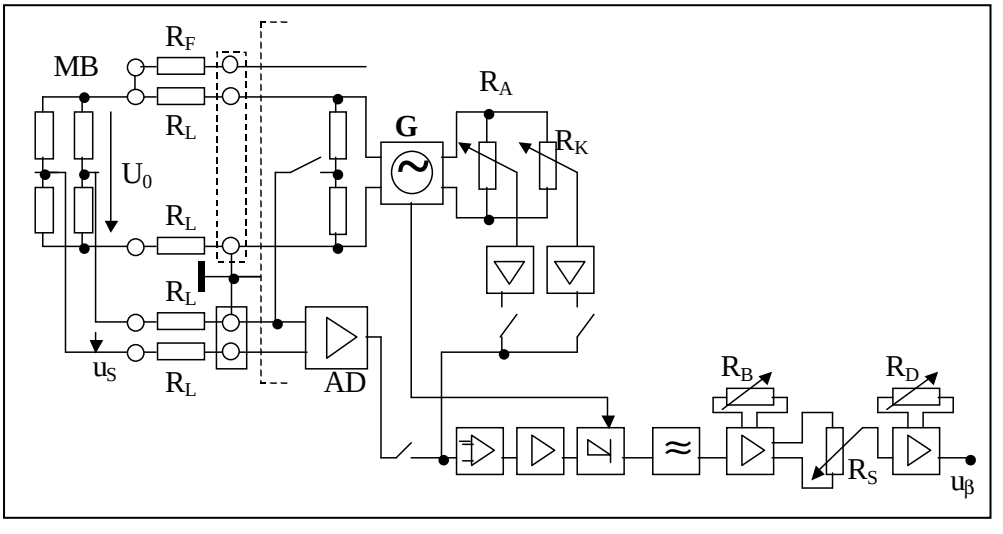


Fig. 7. 17 - Schema de structură a instalației cu punte, amplificator de măsură cu frecvență purtătoare şi cinci conductoare de legătură: R_L, R_F – rezistența conductoarelor; R_D, R_K, R_B, R_S, R_A – rezistoare cu rezistență reglabilă pentru echilibrarea şi calibrarea punții, stabilirea domeniului de măsură, a sensibilității amplificatorului şi a tensotraductorului

Al cincilea conductor, R_F, se leagă la oscilograful G pentru adaptarea tensiunii de alimentare a punții U_0. Variația rezistențelor punții şi a conductoarelor de legătură nu se percepe la această schemă ca semnal de măsură. Dacă conductoarele de alimentare şi de măsură sunt separate şi sunt în ecran pus la masă, atunci asimetria capacităților cablurilor nu influențează practic asupra echilibrării punții.

- Scheme cu şase şi şapte conductoare

Dacă pentru menținerea constantă a valorii tensiunii de alimentare a punții U_0 se folosesc două conductoare separate, iar pentru echilibrarea punții se foloseşte încă un conductor, atunci se obține schema în punte cu şase conductoare, la care se modifică rezistențele a două ramuri alăturate, iar în cazul modificării tuturor rezistențelor din ramuri, schema cu şapte conductoare. Aceasta se referă la alimentarea atât cu tensiune constantă, cât şi cu curent constant.

7.3. Aparate de ieşire

Pentru măsurarea mărimilor statice şi dinamice se folosesc aparate analogice sau numerice indicatoare sau cu înregistrare.

Aparate cu înregistrare

Pentru măsurarea mărimilor cu variație rapidă sunt necesare inscriptoare, oscilografe, osciloscoape sau aparate de înregistrare cu înscriere pe bandă magnetică, care servesc la obținerea, memorarea şi prelucrarea rezultatelor măsurătorilor. Se folosesc principii mecanice, optice, magnetice şi electronice de înregistrare a proceselor analogice şi numerice. Aparatele de înregistrare numerice (digitale) pot fi afişoarele (display) alfanumerice (mecanice sau matriciale cu 5×7 puncte) cu memorie pe bandă magnetică, casetă, placă, tambur, în strat subțire sau pe miezuri magnetice, magnetofoane numerice, etc. (tabel 7.5).

La alegerea aparatului de înregistrare trebuie să se ia în considerație nu numai domeniul de frecvență şi eroarea, ci şi alte caracteristici. Astfel trebuie avute în vedere:

- metoda de înregistrare (cap de tipărire, peniță cu cerneală, magnetofon, etc.;
- viteza de baleiere (desfăşurare), timpul maxim de înregistrare, numărul canalelor de înregistrare;
- costul materialelor consumabile (hârtie, bandă, peliculă), precum şi prețul aparatului;
- posibilitatea de prelucrare în continuare a semnalului numeric de ieşire.

Prelucrarea în continuare a rezultatelor este mai comodă în formă numerică. Pentru aparatele de înregistrare analogice cu frecvențe de măsură

f_M date şi cu lungimea de undă λ pe curba înregistrată, este necesară viteza de desfăşurare $v = f_M \cdot \lambda$. De obicei, se impune ca $\lambda \geq 1$mm.

Tabel 7.5

TIPUL APARATULUI	DOMENIU DE FRECVENȚĂ (Hz)	EROARE (%)
Compensator tipărire în puncte	0 – 0,01	0,25
Galvanometru tipărire în puncte	0 – 0,01	1
Compensator – inscriptor	0 – 1	0,25
Galvanometru – inscriptor	0 – 20	1
Inscriptor rapid	0 – 150	2 – 5
Oscilograf cu fascicul lichid	$0 – 10^3$	2 – 5
Oscilograf cu inscriptor grafic	$0 – 15 \cdot 10^3$	2 – 5
Osciloscop electronic	$0 – 10^7$	1 – 5
Oscilograf stroboscopic	$\sim 10^9$	1 – 5
Oscilograf cu memorie	$\sim 10^6$	1 – 5
Aparate cu înregistrare directă a semnalului analogic pe bandă magnetică, cu modulație de frecvență şi impuls cod	$\sim 10^6$	1

Pentru aparatele de înregistrare care au sistemul sensibil de greutate mare (de exemplu, oscilograful cu inscriptor grafic), este importantă noțiunea de timp de relaxare T_E, care se determină ca fiind timpul necesar pentru obținerea indicațiilor cu variații limitate față de valoarea stabilizată când semnalul măsurat se modifică în salt. Între timpul de relaxare şi frecvența limită superioară, f_{max}, există relația: $T_E = \frac{1}{2f_{max}}$

Pentru oscilografele cu fascicul electronic, caracteristicile de timp sunt determinate de banda de trecere (domeniul de frecvență în care aparatul funcționează cu precizia dată), f_{max}, sau de timpul de creştere T_A (intervalul de timp dintre valorile corespunzând la 10%, respectiv 90% din valoarea maximă a funcției înregistrate în trepte). Banda de trecere şi timpul de creştere sunt legate între ele de relația: $f_{max} \cdot T_A = 0,35$

De exemplu, în cazul impulsului dreptunghiular ideal, timpul de creştere la osciloscopul electronic cu banda de trecere de 10 MHz, este de 35 ns. La oscilografierea proceselor rapide tranzitorii cu timpul de creştere T_A este util să se folosească un osciloscop cu frecvența limită: $f_{max} = 5 \cdot \frac{0,35}{T_A}$

Aparatele analogice cu înregistrarea semnalului pe bandă magnetică au de obicei de la două până la opt benzi (canale) pentru lățimea benzii de 6,35 sau 12,7 mm. La lățimea benzii de 25,4 mm, numărul de piste este de 14 până la 16. Viteza de deplasare a benzii se poate modifica în şapte trepte binare (cu dublarea valorii prin trecerea la treapta următoare). Raportul maxim al vitezelor este 1: 64. Valoarea vitezelor se alege fie în domeniul de la v_1 = 2,5 cm/s până la v_7 = 150 cm/s, fie în domeniul de la v_2 = 5 cm/s până la v_8 = 300 cm /s.

Tabel 7.6. Caracteristicile magnetofoanelor de înregistrare

METODĂ DE ÎNREGISTRARE	TIP PELICULĂ	BANDA DE FRECVENȚĂ, f_M (Hz)	FRECVENȚA MEDIE, f_m (kHz)	NIVEL ZGOMOT (dB)
Înregistrare nemijlocită	Bandă medie	$f_0 = 300 – 600 \cdot 10^3$ $f_1 = 200 – 5 \cdot 10^3$	– –	37 34
	Bandă largă tip I	$f_0 = 400 – 1{,}6 \cdot 10^6$ $f_2 = 400 – 25 \cdot 10^3$	– –	30 24
	Bandă largă tip II	$f_0 = 400 – 2 \cdot 10^6$ $f_2 = 400 – 25 \cdot 10^3$	– –	22 19
Modulație de frecvență	Bandă îngustă neuniformitate ± 40 % ± 5 dB	$f_0 = 0 – 20 \cdot 10^3$ $f_1 = 0 – 156$	108 0,84	55 45
	Bandă medie neuniformitate ± 40 %	$f_0 = 0 – 40 \cdot 10^3$ $f_1 = 0 – 312$	216 1,6675	54 45
	Bandă largă tip I neuniformitate ± 40 %	$f_0 = 0 – 80 \cdot 10^3$ $f_1 = 0 – 625$	432 3,375	52 40
	Bandă largă tip II neuniformitate ± 30 % ± 6 dB	$f_0 = 0 – 500 \cdot 10^3$ $f_2 = 0 – 7{,}8 \cdot 10^3$	900 14,06	35 29
Modulație impuls – cod	–	$f_0 = 0 – 2 \cdot 10^3$ $f_1 = 0 – 62{,}5$	– –	60 60

Viteza diferită a benzii permite extinderea timpului în limitele 1:64 sau comprimarea acestuia în raport de 64:1 şi în acest fel să se realizeze transformarea frecvenței în procesul de prelucrare a rezultatelor măsurătorilor. Tensiunea de intrare la aceste aparate este de obicei de 1 – 10 V, iar tensiunea de ieşire este de circa 1V. În tabelul 7.6 se prezintă benzile de frecvență f_M, frecvențele medii f_m şi raportul semnal-zgomot la vitezele de deplasare a benzii v_8, v_6, v_2 şi v_1 la aparatele analogice de înregistrare cu înscriere directă, cu modulație de frecvență la frecvența medie f_m şi cu modulație de impuls cod. La înregistrarea impuls cod, frecvența conversiilor analogic-numerice pe secundă şi pe canal se alege de circa 5 ori mai mare decât banda de trecere a canalului. La înregistrarea de magnetofon se utilizează următoarele metode: NRZ–L, NRZ–M, NRZ–S, RZ, BIΦ–L, BIΦ–M, BIΦ–S, NBΦ–L, NBΦ–M, NBΦ–S. La magnetofoanele numerice, densitatea maximă a impulsurilor pe o singură pistă este de circa 400 bit/cm.

7.4. Măsurarea amplitudinii

Limitatoare şi comutatoare

Acestea se folosesc la determinarea nivelului mărimii măsurate şi la controlul acestuia în scopul realizării cuplării (de exemplu, în sistemele de supraveghere şi alarmă), când mărimea măsurată creşte sau scade în afara valorilor limită prestabilite. Pentru o asemenea instalație (figura 7.18.a) parametrii de ieşire d şi e sunt:

- d = 1 când a + b + (– c) > 0;
- d = 0 când a + b + (– c) + H < 0;
- e = d

unde a, b şi c sunt mărimi de intrare, iar H mărimea care trebuie menținută.

La aparatele de măsură de contact pentru o anumită poziție a indicatorului se cuplează sau decuplează un releu. Se foloseşte în acest scop un sistem fără contacte inductiv sau optoelectronic de înregistrare a poziției săgeții indicatoare. La instalația cu contact de limită (figura 7.18.b), în blocul IC se compară permanent tensiunea semnalului măsurat (a mărimii înregistrate) u_x, cu tensiunea secundară arbitrară u_w, semnalul de ieşire $u_x - u_w$ acționează asupra comutatorului C şi tensiunea u_y poate căpăta numai două valori distincte, necesare pentru menținerea valorii determinate a parametrului y în domeniul dorit.

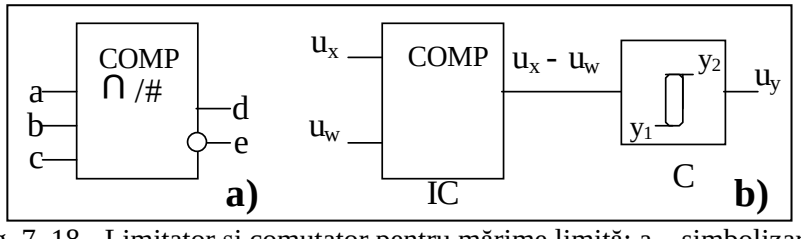


Fig. 7. 18 - Limitator şi comutator pentru mărime limită; a – simbolizarea limitatorului; b – comutator de mărime limită, cu instalație de comparare, IC şi comutator, C; u_x, u_w – mărimi de intrare de măsurat; y_1 şi y_2 – mărimi comutabile

Schema cea mai simplă de măsurare a tensiunii maxime constă dintr-un redresor monoalternanță (figura 7.19.a). După ce tensiunea atinge valoarea maximă U_M, condensatorul C se încarcă prin dioda D, şi tensiunea pe acesta, U_β, rămâne apropiată de valoarea maximă (figura 7.19.b). Dacă rezistența de sarcină $R \rightarrow \infty$, tensiunea de ieşire este constantă şi egală cu valoarea maximă. Principiul de funcționare a schemelor de comparare în instalațiile stroboscopice este acelaşi ca şi pentru schemele din figura 7.19. În semiperioada negativă a tensiunii, se poate descărca rapid condensatorul

pentru scurtă durată prin cuplarea pe acesta a unei rezistențe R şi, în acest fel, se pregăteşte schema pentru funcționarea în semiperioada următoare.

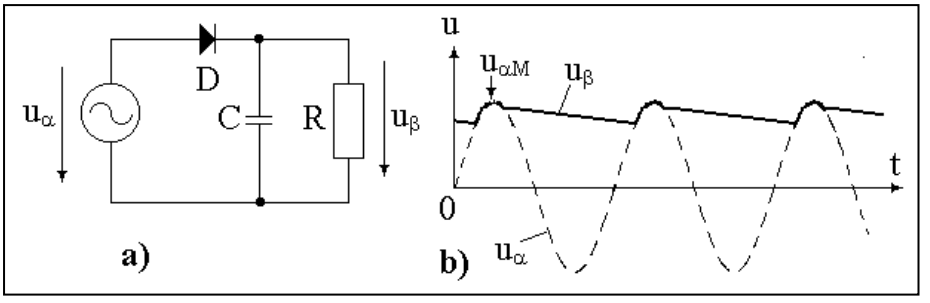


Fig. 7. 19 - Măsurarea valorii maxime a impulsului cu ajutorul redresorului monoalternanță; a – schema; b – variația în timp a tensiunilor de intrare, u_α şi de ieşire, u_β

Determinarea valorii medii a unei funcții variabile în timp

Valoarea medie U_m a unei funcții care variază stohastic (neregulat) în timp, u(t), într-un interval de timp relativ mare de integrare T (figura 7.20.a) este: $U_m = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\cdot dt$.

Dacă pentru funcția periodică timpul de integrare T_1 nu este multiplu de T_M pentru cea mai mică frecvență a semnalului măsurat (figura 7.20.b), atunci la determinarea valorii medii apar erori. Aceste erori devin neglijabile numai pentru timpi mari de integrare $T > T_M$.

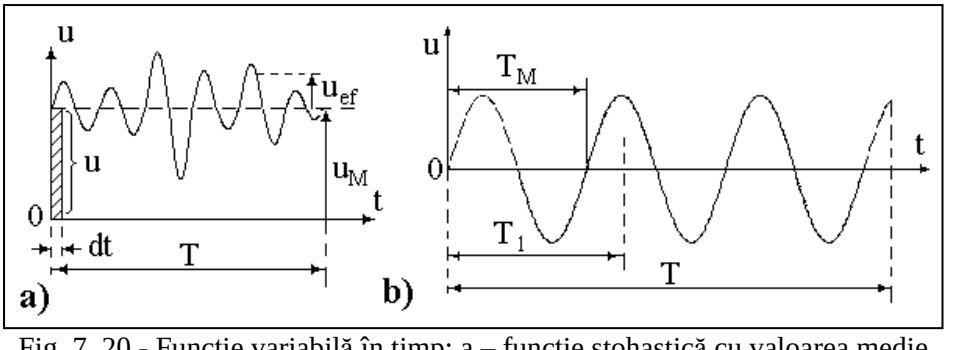


Fig. 7. 20 - Funcție variabilă în timp; a – funcție stohastică cu valoarea medie U_m şi valoarea efectivă U_{ef}; b – funcție sinusoidală, cu perioada T_M şi durata T; T_1 este perioada de măsurare

Determinarea valorii medii se poate face cu ajutorul dispozitivelor integratoare. Se poate de asemenea măsura valoarea medie cu ajutorul

aparatelor de măsură cu echipaj mobil având frecvența proprie de rezonanță mult mai mică decât cea mai mică frecvență din semnalul măsurat. Indicațiile aparatului corespund în acest caz valorii medii a mărimii măsurate.

7.5. Elementele circuitelor de măsură şi perturbațiile

7.5.1. Adaptarea elementelor circuitelor de măsură

La cuplarea elementelor în circuitul de măsură trebuie îndeplinite anumite condiții de adaptare. Astfel, sensibilitatea traductorului S_t, a schemei de adaptare S_a şi a aparatului de ieşire S_{ai} determină sensibilitatea totală a circuitului de măsură.

$$S = S_t \cdot S_a \cdot S_{ai}$$

Domeniile parametrilor măsurați la elementele circuitului de măsură se aleg în concordanță cu problema practică de măsurare. Forma semnalului (tensiune continuă sau alternativă, analogică sau numerică) se determină având în vedere posibilitatea de prelucrare a acestuia. Rezistențele de intrare şi de ieşire în circuitele de tensiune trebuie să fie de minimum 1 kΩ, iar în circuitele de curent de maxim 1 kΩ, iar pentru elementele care impun adaptare de exemplu în putere, rezistența de ieşire trebuie să fie egală cu rezistența de intrare a elementului cu care se cuplează în continuare. Este necesar de asemenea să se ia în considerare potențialul față de pământ al traductoarelor de măsură şi numărul conductoarelor de legătură, regimul de împământare la circuitul de măsură şi la aparatele de ieşire precum şi posibilitatea apariției perturbațiilor.

Tipuri de traductoare cu împământare şi izolare a amplificatoarelor de măsură şi a aparatelor de ieşire

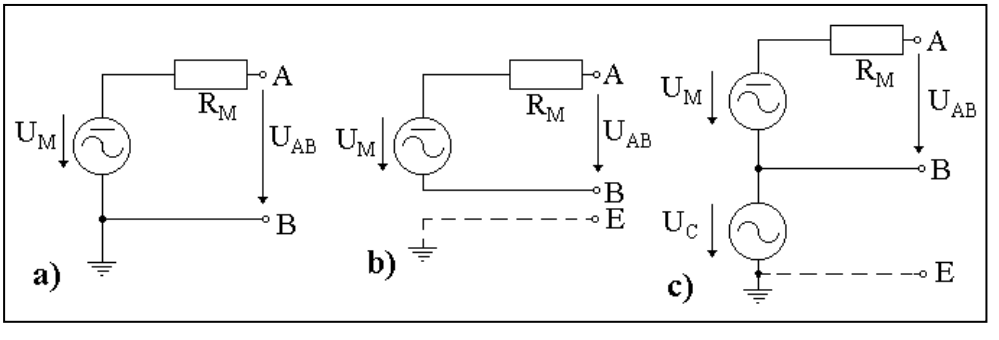


Fig. 7. 21 - Surse U_M asimetrice față de masă: a – cu un terminal pus la masă; b – izolată față de masă; c – cu punere la masă prin sursa U_C

Sursa mărimii de măsurat poate fi reprezentată sub forma a şase scheme: trei asimetrice (figura 7.21) şi trei simetrice (figura 7.22).

La schema asimetrică din figura 7.21.b este posibilă punerea la masă a terminalelor A si B, iar la schema din figura 7.21.c, punerea la masă a terminalelor nu se admite.

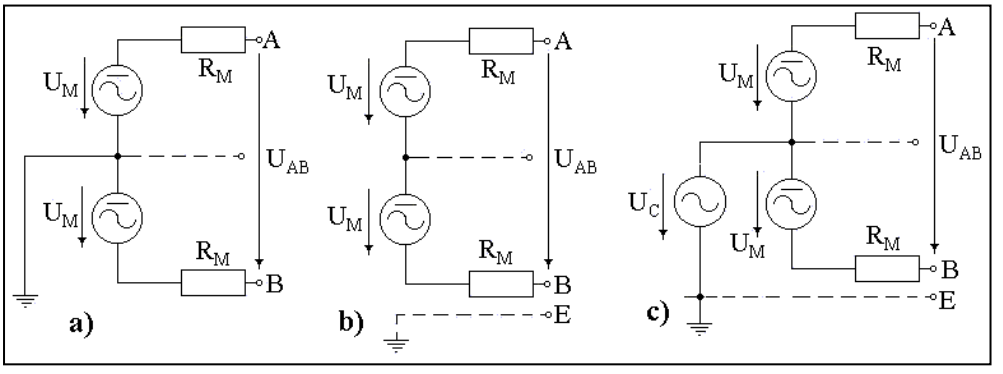


Fig. 7. 22 - Surse U_M simetrice față de masă: a – cu punctul median pus la masă; b – izolate față de masă; c – cu punere la masă prin sursa U_C

La schema simetrică din figura 7.22.a punerea la masă a terminalelor A şi B nu este permisă, la schema din figura 7.22.b este de preferat punerea la masă a terminalului C, iar la schema din figura 7.22.c nu este posibilă punerea la masă a terminalelor A, B sau C. În figura 7.23 se prezintă tipuri diferite de amplificatoare de măsură care se utilizează frecvent în practică: asimetrice, simetrice, puse la masă, izolate şi ecranate.

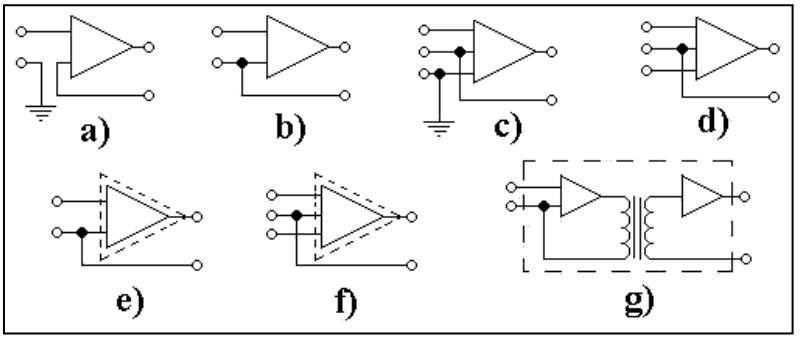


Fig. 7. 23 - Amplificatoare de măsură: a – asimetric pus la masă; b – asimetric izolat; c – simetric, cu punctul median pus la masă; d – simetric izolat neecranat; e – simetric izolat ecranat; f – cu transformator separator

Aparatele de ieşire se împart în două categorii; aparate cu terminal izolat față de masă (figura 7.24.a) şi aparate cu terminal pus la masă (figura 7.24.b).

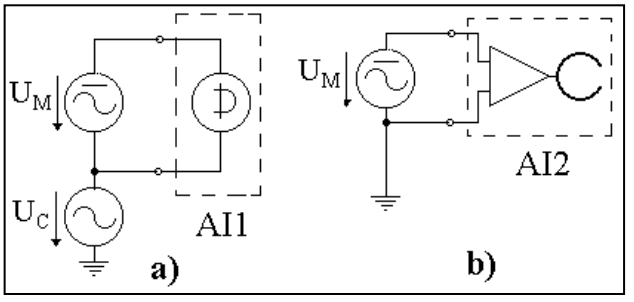


Fig. 7. 24 - Aparate de ieşire cu terminal izolat față de masă (a) şi cu terminal pus la masă (b)

7.5.2. Perturbațiile în circuitele de măsură

Datorită influențelor interne si externe asupra semnalului util de curent sau de tensiune, pot apărea perturbații de diferite tipuri şi de naturi diferite.

Perturbații electrice interne de durată mare

În circuite de curent unde se folosesc conductori din metale diferite (figura 7.25) apar tensiuni termoelectrice, dacă contactele acestora sunt la temperaturi diferite. În acest caz, peste tensiunea măsurată se adaugă valoarea tensiunii termoelectromotoare, de obicei de ordinul a 1 – 100 μV.

Rezistența de scurgere (pierderi) a izolației, iar în curent alternativ şi reactanța capacității dintre conductoare şi cea față de pământ (figura 7.25.b) pot să micşoreze tensiunea măsurată, până la valoarea:

$$U_M = \frac{U_\infty R_S}{R_{int} + R_{sc}}$$

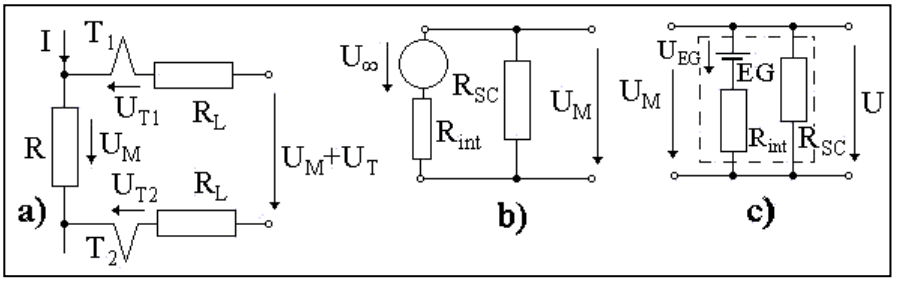


Fig. 7. 25 - Influența perturbațiilor interne de durată mare asupra măsurătorilor: a – influența tensiunii termoelectromotoare; b – influența rezistenței de scurgere; c – apariția unei surse de tensiune electromotoare

Conductorii neizolați în electrolit cu rezistență mică pot forma surse de tensiune electromotoare (elemente - figura 7.25.c). În acest caz pot apărea tensiuni de zgomot de ordinul a câtorva zecimi de volt.

Perturbații interne de scurtă durată

Acestea apar datorită proceselor tranzitorii de scurtă durată. Astfel, în scheme pot apărea influențe ale unui semnal de măsurat asupra altui semnal sau asupra traductorului său. Această influențare poate fi redusă substanțial prin modificarea schemei. La conductori apar impulsuri de curent, care, la rândul lor, pot produce perturbații care să pună în funcțiune mecanismele de execuție. Amplitudinea impulsurilor se poate micşora prin utilizarea condensatoarelor sau a diodelor. Datorită vibrațiilor mecanice şi a modificării rezistențelor de contact, a capacităților şi inductanțelor cablurilor, apar de asemenea perturbații (efect de microfonie). Dacă asupra dielectricului acționează forțe mecanice, la îndoirea cablului pot apărea perturbații piezoelectrice. Apar astfel acumulări de sarcini electrice şi, în consecință tensiuni care pot atinge valori de zecimi de volt. La frecarea reperelor izolate din materiale diferite, a izolatoarelor şi conductoarelor, precum şi atunci când există fluxuri de aer care ating elementele schemelor de măsură, apar perturbații electrostatice.

Tensiunea de zgomot în rezistențe se determină folosind expresia cunoscută: $U = \sqrt{4kTR\Delta f}$. Pentru R= 1MΩ şi T = 300 K, în limitele benzii de frecvență Δf = 100 Hz, se obține tensiunea de zgomot de aproximativ 1,3 μV.

Perturbații electrice externe

Perturbațiile externe apar în circuitul de măsură sub forma tensiunilor continue datorită existenței legăturilor electrice nemijlocite sau sub forma tensiunilor alternative sau impulsurilor prin legături inductive sau capacitive de la circuite electrice învecinate.

Perturbațiile inductive pot fi eliminate prin răsucirea sau ecranarea conductoarelor (figura 7.26). Perturbațiile capacitive din schema din figura 7.26.a sunt date de căderea de tensiune pe rezistența internă a sursei semnalului de măsurat, R_i, la trecerea curentului prin capacitatea C de la sursa de tensiune U_N cu frecvența de ω.

Curenții perturbațiilor i_1 şi i_2 în schema din figura 7.26.b, când $C_1 = C_2$ şi în schema din figura 7.25.c, când $C_1 = C_2$ şi $C_3 = C_4$ se compensează reciproc. În schema din figura 7.26.d, curentul de perturbație i_p are influență slabă, pentru că el se scurge prin ecranul E la pământ.

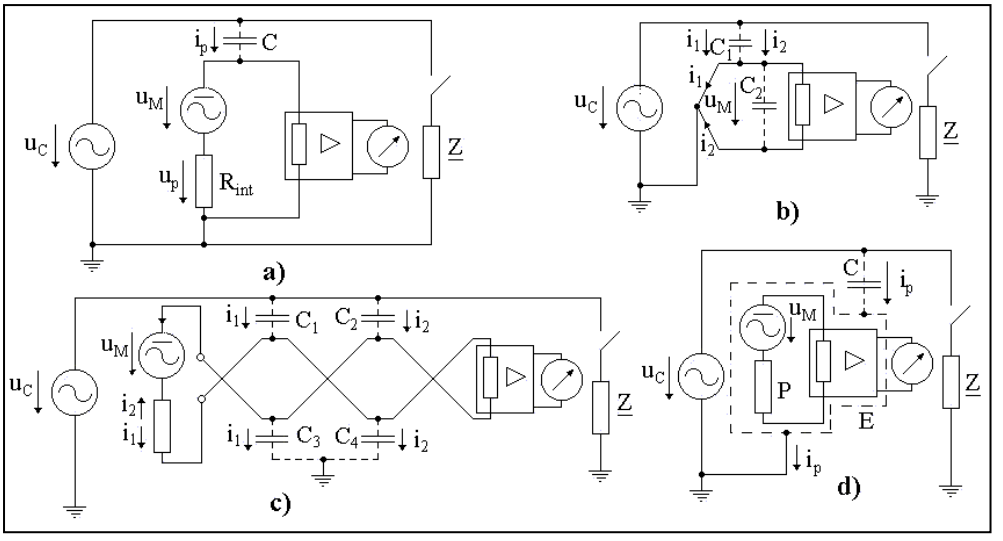


Fig. 7. 26 - Influența curenților capacitivi: a – apariția tensiunii perturbatoare, u_p, datorită curentului i_p; b, c – curenții i_1 și i_2 se compensează reciproc; d – influența ecranului E pus la pământ

Pentru exemplificare, să calculăm tensiunea perturbației capacitive U_s în conductorul de măsură neecranat, aşezat paralel cu conductoarele de rețea U_N (figura 7.26.a). Se consideră că lungimea conductoarelor este ℓ = 10 m, raza lor r = 0,5 mm, distanța dintre conductorul de rețea şi conductorul de măsură este d = 10 mm, tensiunea rețelei U = 220 V şi frecvența acestei tensiuni, f = 50 Hz. Să analizăm cazurile când R_i >>100 Ω şi R_i = 10 Ω, unde R_i este rezistența internă a sursei de semnal.

Capacitatea liniei bifilare, formate de conductoarele de măsură şi de semnal se calculează astfel:

$$C = \frac{\pi\varepsilon\varepsilon_0\ell}{\ln\frac{d}{r}} = \frac{\pi\cdot 0{,}88542\cdot 10^{-11}\cdot 10}{\ln\frac{10}{0{,}5}} = 92{,}85 \text{ pF}.$$

La frecvența f = 50 Hz şi pulsația ω = 314 s^{-1}, reactanța capacității C este $X_C = 1/\omega C$ = 34,28 MΩ.

Când rezistența internă a sursei semnalului de măsurat este mică, tensiunea perturbației este: $U_g = U_N R_i \omega C = 220\cdot 100\cdot 2\pi\cdot 50\cdot 92{,}85 = 641$ μV.

Când rezistența internă a sursei este mare şi cu condiția ca $R_i = X_C$, tensiunea perturbației este: $U_g = \frac{U_N}{\sqrt{2}}$ = 156 V, adică nepermis de mare.

Pentru reducerea perturbațiilor capacitive se pot utiliza următoarele procedee:

1. Mărirea distanței dintre conductoare (figura 7.26.b). În acest fel, capacitățile simetrice C_1 şi C_2 se micşorează. Cu cât este mai mică capacitatea de legătură şi cu cât sunt mai simetrice capacitățile C_1 şi C_2, cu atât mai slabă este perturbarea. Tensiunea perturbației se micşorează aproape invers proporțional cu pătratul distanței dintre conductoare.
2. Conductoarele de măsură şi de rețea se torsionează (se împletesc), ceea ce face valorile capacităților de legătură să fie egale $C_1 = C_2$ şi $C_3 = C_4$ (figura 7.26.c) şi curenții i_1 şi i_2 se compensează. ($i_1 = i_2$)
3. Se ecranează circuitul de măsură şi ecranul se pune la pământ (figura 7.26.d).

Tensiunile dintre punctele de împământare

Ca rezultat al trecerii curenților prin rezistența de împământare, R_E, apare o tensiune între punctele de împământare. De exemplu, dacă distanța dintre două puncte de împământare este de 100 m, componenta alternativă a tensiunii de perturbare poate fi de 0,1 – 10V, iar componenta continuă de 10 mV – 10 V. În schema pusă la pământ din figura 7.27.a, perturbațiile se produc pe rezistența conductorului R_{L2}.

Măsurările de reducere a influenței tensiunii prin împământare constau înainte de toate în împământarea întregii scheme numai într-un singur punct, fără formarea unor bucle ale conductoarelor de împământare, precum şi în ecranare (figura 7.27.b). În schema din figura 7.27.a, tensiunea între punctele de împământare, u_E, produce în bucla din pământ curentul i_p şi pe rezistența R_{L2} a conductorului de măsură apare tensiunea de perturbare u_p.

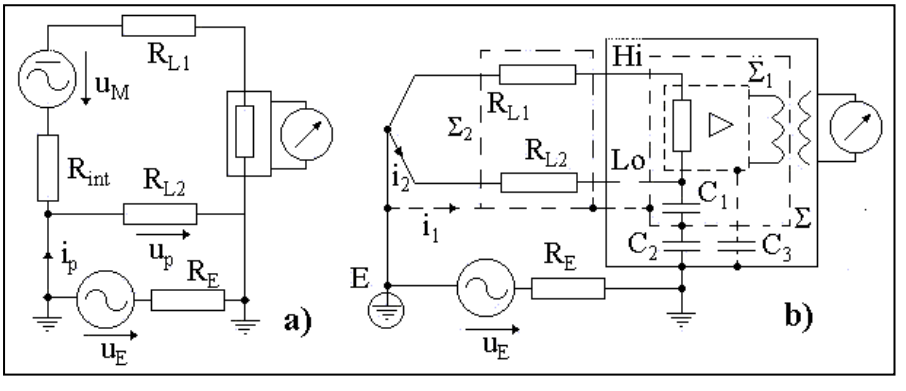


Fig. 7. 27 - Scheme care explică apariția perturbațiilor în circuitele de măsură pentru cazul împământării în două puncte: a - apariția perturbațiilor u_p datorită rezistenței cablului de legătură, R_{L2}; b – atenuarea puternică a tensiunii perturbației când ecranul E se leagă la pământ, la care nu există potențial

În schema din figura 7.27.b, curentul i_1, produs de tensiunea u_E, trece prin ecranul Σ_2 fără să provoace perturbații, deoarece curentul i_2, care trece prin rezistența conductorului R_{L2} şi capacitatea C_2 a schemei în raport cu carcasa K sunt foarte mici.

Perturbații antifază

Tensiunea măsurată şi perturbația se pot însuma în diferite moduri. Perturbațiile antifază u_D se aplică simetric la intrarea amplificatorului. Sursa de perturbație se leagă în serie cu traductorul (figura 7.28.a), iar perturbația u_p se suprapune peste tensiunea măsurată, u_M (figura 7.28.b). Perturbațiile antifază apar spre exemplu la alimentarea schemei de la un redresor cu tensiunea de ieşire pulsantă, sau datorită curentului prin capacitatea de legătură a aparatului cu rețeaua, C (figura 7.28.c).

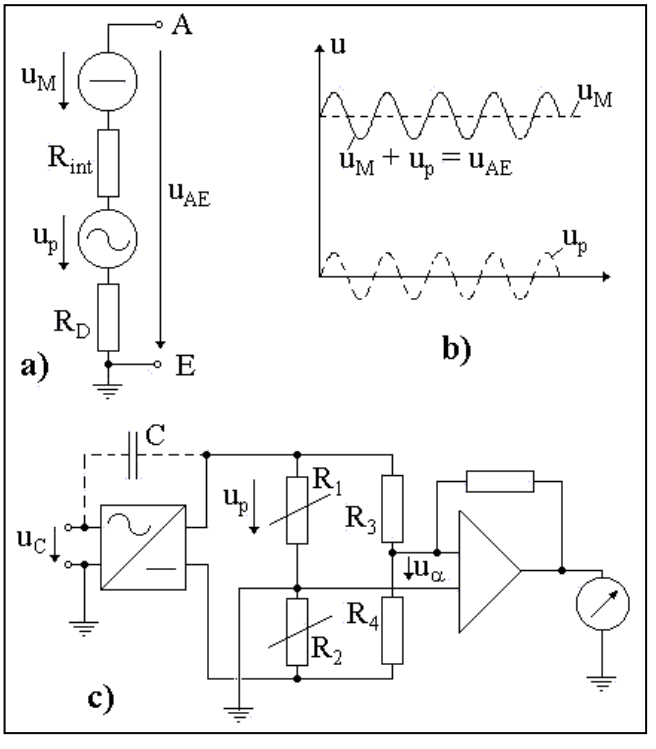


Fig. 7. 28 - Apariția perturbațiilor u_p, care se însumează cu tensiunea măsurată, u_M: a - schema echivalentă cu legarea în serie a surselor tensiunii de măsurat u_M şi tensiunii perturbatoare, u_p; b – modificarea tensiunii perturbației, u_p şi a tensiunii rezultante, u_{AE} la terminalele A-E ale amplificatorului de măsură; c- schemă care arată apariția tensiunii perturbatoare datorită capacității de legătură, C în puntea de măsură

Perturbațiile antifază se elimină prin ecranare prin folosirea filtrelor sau schemelor în punte dublu simetrice față de pământ şi cu amplificatoare

(cu alimentarea simetrică a punții față de pământ şi cu intrări diferențiale ale amplificatoarelor), precum şi prin alte măsuri speciale cum ar fi medierea rezultatelor a două măsurători realizate la interval egal cu perioada tensiunii perturbației. Factorul de atenuare a perturbațiilor antifază se determină ca raport dintre tensiunea perturbației fără instalația de atenuare, U_b şi tensiunea perturbației cu instalația de atenuare, U_c: $K = \frac{U_b}{U_c} \geq 1$. Acest coeficient poate ajunge până la valori de ordinul 10^8, adică 160 dB.

Perturbații sinfazice

Perturbațiile sinfazice apar între terminalele traductorului şi pământ. Ele pot fi asimetrice (figura 7.29.a) sau simetrice (figura 7.29.b). Perturbațiile simetrice față de pământ se produc datorită câmpurilor electrice şi magnetice în care se pot găsi traductoarele şi conductoarele de legătură, în schemele de alimentare a traductoarelor, datorită influenței capacității transformatorului de alimentare, precum şi ca rezultat al trecerii curenților prin conductoarele de împământare şi prin conductoarele schemei de măsură ca urmare a imperfecțiunilor izolației, sau a proceselor tranzitorii.

În cazul schemelor ideal simetrice față de pământ ale traductoarelor şi intrărilor amplificatoarelor perturbațiilor sinfazice, teoretic nu trebuie să apară erori de măsură, pentru că pe ambele intrări A şi B ale amplificatorului diferențial tensiunea de perturbație are aceeaşi valoare şi fază (figura 7.29.b). În practică însă există întotdeauna o asimetrie a circuitului de măsură, a conductoarelor de legătură şi a intrărilor amplificatoarelor provocată de inegalitatea rezistențelor acestora şi a capacităților şi, din această cauză, există o tensiune oarecare rezultantă a perturbației, provocată spre exemplu de tensiunea din bucla de împământare (figura 7.27.a). Torsionarea conductoarelor de măsură (figura 7.26.c), precum şi ecranarea cablului de măsură şi a intrărilor amplificatoarelor de măsură (figura 7.27.b) conduc la atenuarea puternică a perturbațiilor sinfazice. Factorul de atenuare a perturbațiilor sinfazice se determină ca raport dintre factorul de amplificare a tensiunii sinfazice, u_D (tensiune măsurată când una dintre intrările amplificatorului este pusă la masă) şi factorul de amplificare a semnalelor care coincid în fază: $K = \frac{A_D}{A_C} = \frac{\frac{U_{D\beta}}{U_{D\alpha}}}{\frac{U_{C\beta}}{U_{C\alpha}}} \geq 1$. În cazul semnalelor sinfazice egale şi tensiunilor cu faze identice, $K = \frac{U_{C\alpha}}{U_{D\alpha}}$.

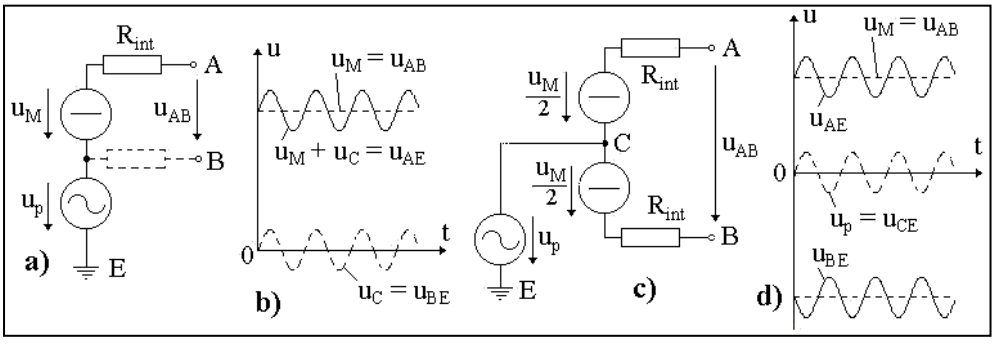


Fig. 7. 29 - Tensiunile sinfazice perturbatoare: a – schema sursei asimetrice a tensiunii de măsurat u_M, cuplată în serie cu sursa perturbațiilor, u_p; b – diagramele de timp ale tensiunilor în schema din figura a; c – schema sursei simetrice a tensiunii de măsurat, u_M şi a sursei perturbatoare, u_p; d – diagramele de timp ale tensiunilor din schema din figura c

Deseori, factorul de atenuare a perturbațiilor sinfazice se determină pentru o rezistență asimetrică a sursei de semnal în circuitul de măsură egală cu 1 kΩ. Acesta se micşorează odată cu creşterea frecvenței tensiunii de lucru. În practică, amplificatoarele bune permit măsurarea diferenței de potențial de câțiva milivolți la nivelul potențialelor sinfazice de câteva sute de volți; factorul de atenuare a semnalelor sinfazice este de $10^2 – 10^8$, adică de 40 – 160 dB.

7.6. Scheme rezistive de măsură

7.6.1. Scheme de măsură cu divizoare de tensiune

În figura 7.30 se arată schemele echivalente în care se folosesc surse de tensiune continuă U (figura 7.30.a) sau de curent continuu I (figura 7.30.b).

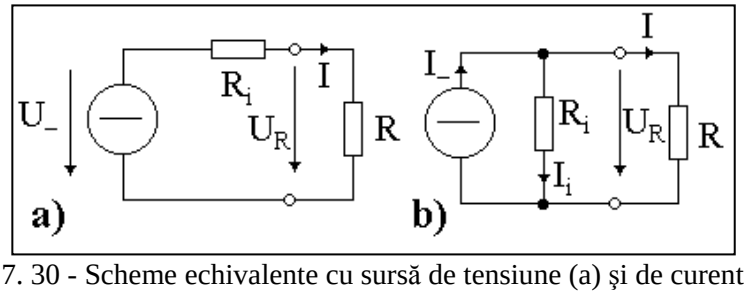


Fig. 7. 30 - Scheme echivalente cu sursă de tensiune (a) şi de curent (b); R_i – rezistența internă; R – rezistența de sarcină; U_R – căderea de tensiune pe sarcină

Divizoare de tensiune

În schemele cu divizoare de tensiune (figura 7.31) rezistența R_0 se cuplează la sursa de alimentare. Semnalul de măsură se culege de pe ramura inferioară sau de la contactul mobil al divizorului.

Când ramurile divizorului sunt legate în serie semnalul care se culege de la acesta este proporțional cu rezistența R_{23}. Tensiunea obținută de la divizor este: $U_{23} = U_0 \frac{R_{23}}{R_1 + R_{23}}$, unde $R_{23} = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$.

Pentru divizorul pus în sarcină, $\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}$

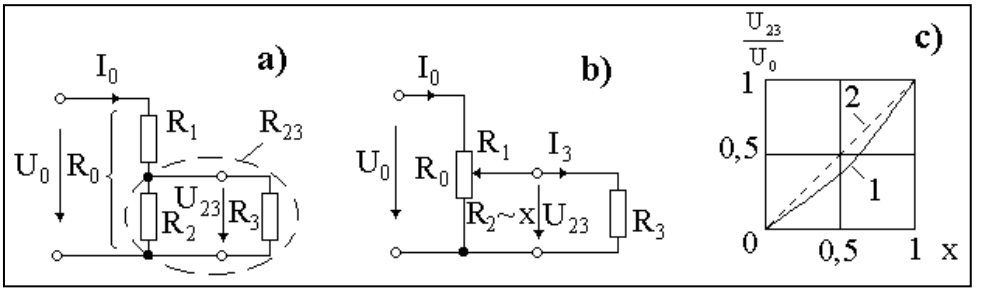


Fig. 7. 31 - Divizoare de tensiune cu rezistențele R_1 şi R_2 (a), cu potențiometru (b) şi caracteristica acestora: 1 – caracteristica divizorului când $R_3 = R_0$; 2 – caracteristica ideală.

La divizorul fără sarcină, $R_0 = R_1 + R_2$ şi $R_3 = \infty$, din care cauză $\frac{U_2}{U_0} = \frac{R_2}{R_0}$, iar relația $U_2 = f(R_2)$ este liniară.

Caracteristica divizorului în sarcină

La divizorul liniar cu rezistența R_0 şi tensiunea de alimentare U_0 (figura 7.31.b) distanța contactului mobil față de capătul rezistorului x, în unități relative, se modifică da la 0 la 1. Se determină raportul tensiunilor $\frac{U_{23}}{U_0}$ în funcție de aceasta. Se obține astfel: $\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{R_2}{R_1\left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) + R_2}$.

Dependența tensiunii U_{23} în funcție de R_2 este neliniară (figura 7.31.c). Când

$R_2 = x \cdot R_0$ şi $R_1 = (1 - x) \cdot R_0$, se obține: $\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{x}{1 + \left(x - x^2\right)\frac{R_0}{R_3}}$. Dacă se introduce coeficientul de sarcină $c = \frac{R_3}{R_0}$, se poate scrie:

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{x}{1 + \left(x - x^2\right)c} = \frac{cx}{c + x - x^2}$$

Eroarea relativă a tensiunii

Abaterea $\frac{U_{23}}{U_0}$ a divizorului în sarcină față de $\frac{U_2}{U_0}$ fără sarcină, sau eroarea relativă a tensiunii este:

$$\Delta U = \frac{U_{23}}{U_0} - \frac{U_2}{U_0} = \frac{cx}{x + x - x^2} - x = \frac{x^3 - x^2}{x + x - x^2}$$

O eroare relativă mică (în mod practic dependență liniară) se obține dacă se respectă condiția: $R_3 >> R_0$ ($I_3 << I_0$). De obicei, se respectă condiția $R_3 > 100 \cdot R_0$ şi eroarea relativă a tensiunii nu depăşeşte 0,15 %. La alegerea parametrilor divizorului de tensiune este de obicei suficientă îndeplinirea condiției $R_3 > 10 \cdot R_0$, caz în care eroarea va fi mai mică de 1,5 %. Liniarizarea caracteristicii divizorului poate fi obținută prin cuplarea în serie cu divizorul a rezistorului suplimentar R. Atunci, notând $\frac{R}{R_0} + 1 = k$, se obține:

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{cx}{kc + kx - x^2}.$$

Liniarizarea optimă se obține când $R = \frac{R_0}{2}$, adică atunci când k = 1,5.

Pentru exemplificare, să calculăm eroarea relativă ΔU_a a tensiunii divizorului în sarcină mică atunci când cursorul este plasat la mijlocul rezistenței (x = 0,5 unități relative), $R_2 = 0{,}5 \cdot R_0$ şi $c = R_3/R_0$. Eroarea care apare este egală cu: $\Delta U = \frac{0{,}5^3 - 0{,}5^2}{100 + 0{,}5 - 0{,}5^2} = -\frac{0{,}125}{100{,}25} = -0{,}125\ \%$

Cazul variațiilor mici ale rezistenței şi tensiunilor

Căderea de tensiune U'_R pe rezistența R' în schema din figura 7.32 se modifică odată cu creşterea rezistenței R cu ΔR ($R' = R + \Delta R$), când curentul I_0 este constant. Tensiunea pe rezistența R' este: $U'_R = R' \cdot I_0 = U_R + \Delta U_R$.

Pentru că $R \cdot I_0 + \Delta R \cdot I_0 = R \cdot I_0 + \Delta U_R$, atunci $\Delta U_R = \Delta R \cdot I_0$. Dacă curentul este constant $I_0 = U_R/R$, variația relativă a tensiunii este egală cu: $\Delta U_R/U_R = \Delta R/R$.

Această egalitate este adevărată atât la măsurarea mărimilor constante cât şi va celor variabile în timp, în domeniile de frecvențe arătate în tabelul 7.7.

Tabel 7.7

Proces	Domeniu de frecvență (Hz)
static	0
cuasistatic	$0 \div 1$
dinamic	$1 \div 10^6$
combinat	$0 \div 10^6$

Pentru schema de măsură din figura 7.32, când R = 100 Ω, I_0 = 10 mA şi $\Delta R = \pm 1\ \Omega$, variația absolută a tensiunii $U_R = R \cdot I_0 = 1$ V se determină având valoarea:

$$\Delta U_R = U_R \frac{\Delta R}{R} = 1 \cdot \left(\pm \frac{1}{100} \right) = \pm 10 \text{ mV}.$$

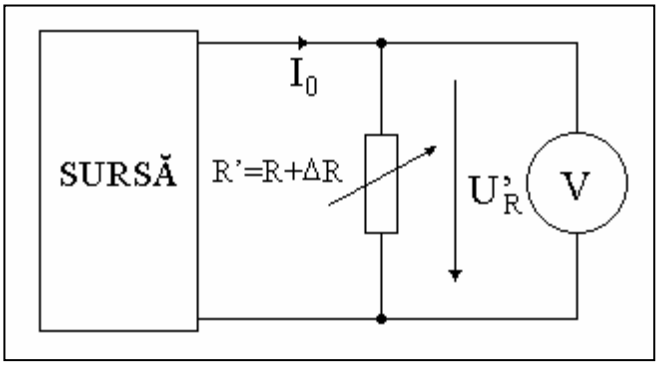


Fig. 7. 32 - Măsurarea tensiunii U'_R cu voltmetrul V când există variații mici ale rezistenței ΔR şi alimentarea de la sursa de curent constant I_0

Măsurarea tensiunii direct pe rezistor în cazul variațiilor mici ale rezistenței acestuia este practic imposibilă, pentru că este dificilă observarea indicațiilor voltmetrului când tensiunea de bază este U_R = 1000 mV cu o abatere de numai ± 10 mV. Înregistrarea acestei abateri cu precizie nu este posibilă practic fără compensarea tensiunii de bază. Dacă voltmetrul V (figura 7.32) este cuplat la rezistorul de măsură R prin condensatorul C, atunci tensiunea de bază nu se modifică. Deficiența acestei scheme constă în faptul că ea este utilă numai pentru înregistrarea proceselor dinamice. În afară de aceasta, orice modificare în timp a curentului de alimentare I_0 (sau a tensiunii de alimentare în schema cu divizor) va fi percepută ca mărime de

măsură. Compensarea tensiunii de bază poate fi realizată prin cuplarea sursei suplimentare de tensiune sau cu ajutorul schemelor în punte.

7.6.2. Scheme în punte

Pentru simplificarea calculelor, în schemele de măsurare în punte se folosesc anumite aproximări. Astfel, se consideră că rezistența internă a sursei de alimentare de tensiune continuă (figura 7.33) este foarte mică şi se neglijează ($R_i = 0$). Rezistența din diagonala pentru R_5 este mult mai mare decât rezistența celorlalte rezistoare ale punții, $R_1 – R_4$, adică se poate considera $R_5 \sim \infty$.

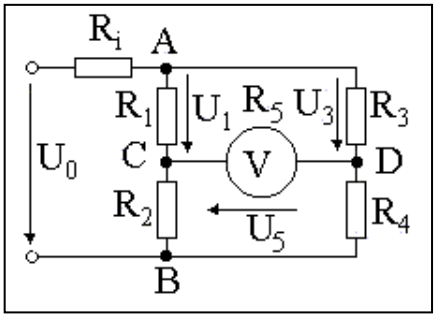


Fig. 7. 33 - Schema în punte: U_0 - tensiunea de alimentare; R_i - rezistența internă a sursei de alimentare; $R_1 – R_4$ - rezistențele din ramurile punții; R_5 - rezistența diagonalei punții

În aceste condiții, ambele părți ale punții, $R_1 – R_2$ şi $R_3 – R_4$ sunt divizoare de tensiune fără sarcină a sursei generale de alimentare.

Calculul tensiunii diagonalei schemei în punte

Să calculăm tensiunea diagonalei, U_5 a schemei în punte din figura 7.33. din relația $U_3 + U_5 – U_1 = 0$ rezultă $U_5 = U_1 – U_3$. Tensiunile ambelor divizoare fără sarcină sunt egale cu $U_1 = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ şi $U_3 = U_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4}$, de unde $U_5 = U_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$

Condiția de echilibru

Echilibrul punții când $U_5 = 0$ se determină astfel: $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$ sau $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$. Teoretic, când $R_3 = 0$ şi respectiv $R_4 = 0$, valoarea R_1 se găseşte în limitele $0 \div \infty$.

Puntea cu rezistoare de limitare

Pentru micşorarea domeniului de reglare, puntea se realizează cu rezistoare de limitare R_{E3} şi R_{E4} (figura 7.34.a), cuplate în serie cu

traductorul rezistiv R. Marcând distanța cursorului mobil al contactului x de la mijlocul traductorului, se obține rezistența brațelor punții:

$$R_3 = R_{E3} + R\frac{1+x}{2} \text{ şi } R_4 = R_{E4} + R\frac{1-x}{2}.$$

Domeniul de variație a rezistenței R_1 este în limitele de la R_{1min} până la R_{1max}. Când x = 1, se obține $R_{1max} = R_2\frac{R_{E3}+R}{R_{E4}}$, iar când x = – 1, se obține R_{1min}: $R_{1min} = R_2\frac{R_{E3}}{R_{E4}+R}$.

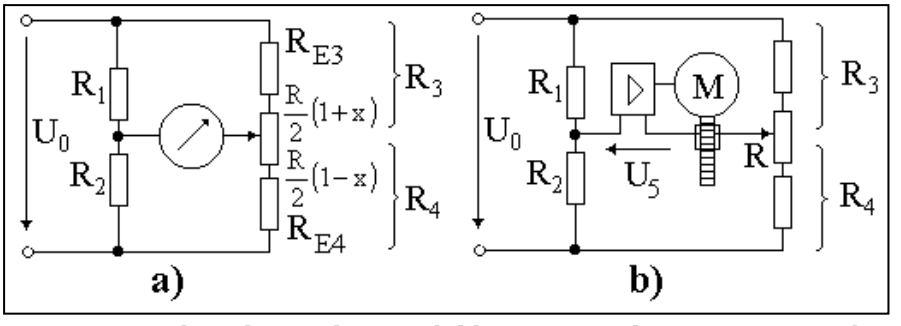


Fig. 7. 34 - Schemele punților cu echilibrarea manuală (a) şi automată (b)

Dacă se respectă condiția $R_{E3} = R_{E4} = R_E >> R$ atunci rezultă:

$$R_{1max} = R_2\left(1+\frac{R}{R_E}\right) \text{ şi } R_{1min} = \frac{R_2}{1+\frac{R}{R_E}} \approx R_2\left(1-\frac{R}{R_E}\right)$$

La această metodă, echilibrarea se face manual. Metoda se recomandă pentru măsurarea mărimilor statice.

Punți automate

La dezechilibrarea punții din figura 7.34.b, tensiunea diagonalei U_5 acționează prin amplificator asupra motorului de echilibrare M până când poziția contactului mobil al rezistorului R este cea potrivită. Nivelul de abatere de la echilibru corespunde dezechilibrării punții prin modificarea rezistenței traductorului. În concordanță cu metoda de echilibrare, această metodă poate fi numită metoda abaterilor. Astfel de punți automate sunt utile pentru măsurarea proceselor statice sau cuasistatice.

Schema în punte cu măsurarea tensiunii diagonalei

La măsurarea variațiilor mici de rezistență se foloseşte frecvent schema în punte din figura 7.35 cu înregistrarea tensiunii diagonalei cu aparatul AI. Pentru ca înaintea fiecărei măsurători să nu se ajusteze

rezistențele punții R_1 – R_4, schema se completează cu rezistoarele de echilibrare R_a şi R_c. Pentru tensiunea diagonalei egală, de exemplu, cu ± 1 % din tensiunea sursei de alimentare se alege $R_c \geq 25 \cdot R$, iar $R = R_3 = R_4$. Pentru balansarea liniară trebuie să se respecte condiția $R_a << R_c$.

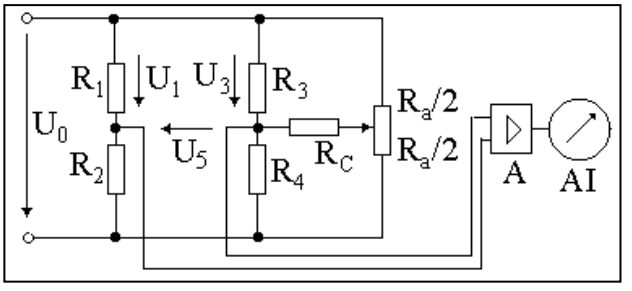


Fig. 7. 35 - Schema punții cu măsurarea tensiunii diagonalei cu ajutorul amplificatorului A şi a aparatului de ieşire AI

Avantajul schemei cu un astfel de circuit de balansare constă în faptul că modificarea rezistenței în contactele rezistorului de echilibrare nu influențează practic asupra tensiunii diagonalei. Schema însă prezintă şi deficiențe şi reduce sensibilitatea datorită şuntării rezistoarelor R_3 şi R_4 (iar reducerea sensibilității depinde de poziția contactului mobil al rezistorului R_a) şi în afară de aceasta are influență rezistența conductoarelor care leagă puntea cu rezistoarele de compensare. Sarcina suplimentară a sursei de alimentare, datorată rezistoarelor de echilibrare, nu joacă rol esențial.

Puntea cu rezistența variabilă a unui braț

Să calculăm tensiunea diagonalei U_5 a punții fără a lua în considerare rezistoarele de echilibrare (figura 7.36.a)..

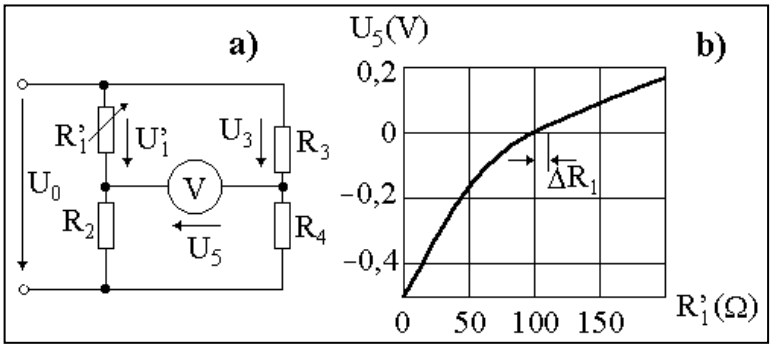


Fig. 7. 36 - Puntea cu rezistența variabilă a unui braț (a) şi caracteristica sa (b) când $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100\ \Omega$ şi $U_0 = 1$ V

La măsurarea mărimii fizice, datorită modificării rezistenței, care devine $R'_1 = R_1 + \Delta R_1$, se modifică căderea de tensiune pe aceasta şi apare tensiunea de dezechilibrare a punții U_5. Se poate scrie:

$$U'_1 = U_0 \frac{R'_1}{R'_1 + R_2} \text{ şi } U_3 = U_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4},$$

iar apoi tensiunea diagonalei:

$$U_5 = U_0 \left(\frac{R'_1}{R'_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Înlocuind $R'_1 = R_1 + \Delta R_1$ se obține:

$$U_5 = U_0 \left(\frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Ultima ecuație se poate scrie sub forma:

$$U_5 = U_0 \left(\frac{R_1(1+\delta)}{R_1(1+\delta) + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

unde $\delta = \Delta R_1 / R_1$.

Pentru simplificarea calculelor, se presupune că, înainte de măsurare, puntea este simetrică şi echilibrată, adică $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$. Când $R'_1 = R + \Delta R$, apare tensiunea diagonalei:

$$U_5 = U_0 \left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R} - \frac{R}{R + R} \right) = U_0 \left(\frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2} \right)$$

$$U_5 = U_0 \frac{2R + 2\Delta R - 2R - \Delta R}{4R + 2\Delta R} = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} U_0$$

În cazul în care variațiile rezistenței sunt mici ($\Delta R << R$), expresia finală pentru tensiune are forma: $U_5 \approx 0{,}25 \cdot \frac{\Delta R}{R}$

După cum se observă, pentru variații mici ale rezistenței, tensiunea diagonalei este aproximativ direct proporțională cu variația rezistenței, ΔR. La micşorarea lui R_1 cu valoarea ΔR ($R'_1 = R - \Delta R$), se obține tensiunea negativă a diagonalei. La variații mari ale lui R_1 relația $U_5 = f(R'_1)$ este neliniară (figura 7.36.b).

Punți cu rezistențele variabile a două brațe alăturate

Să calculăm tensiunea pentru puntea a cărei schemă este prezentată în figura 7.37.a.

Înainte de începerea măsurătorii, puntea este simetrică, rezistențele fiind egale ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$); se modifică rezistențele din două brațe

alăturate: $R'_1 = R + \Delta R$ şi $R'_2 = R - \Delta R$ (sau R_3 şi R_4, R_1 şi R_3, R_2 şi R_4). Se obține: $U_5 = U'_1 - U_3 = U_0\left(\frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)$

Pentru puntea simetrică (înainte de începerea măsurătorii):

$$U_5 = U_0\left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R - \Delta R} - \frac{R}{2R}\right) = \left(\frac{R + \Delta R}{2R} - \frac{1}{2}\right)U_0$$

$$U_5 = U_0\frac{R + \Delta R - R}{2R}U_0 = \frac{1}{2}\frac{\Delta R}{R}U_0$$

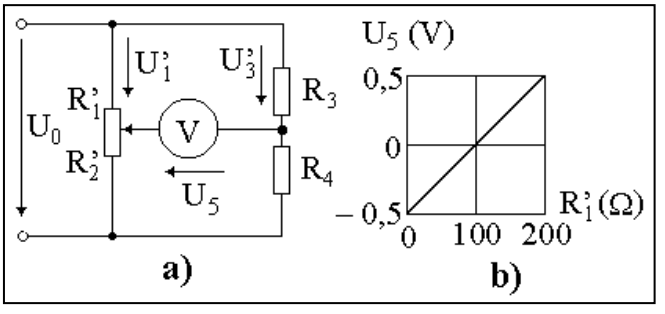


Fig. 7. 37 - Puntea cu rezistențele variabile în două brațe alăturate (a) şi caracteristica sa (b) când $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 100\ \Omega$ şi $U_0 = 1$ V

Tensiunea diagonalei unei astfel de punți are dependență liniară în funcție de R'_1 (fig. 7.37.b) pentru orice variație a rezistenței. Ea este de două ori mai mare decât la puntea cu variația rezistenței într-un braț pentru aceeaşi modificare a rezistenței.

Puntea cu rezistențe variabile în brațe opuse

La aceeaşi punte, se modifică în acelaşi timp două rezistențe, de exemplu $R'_1 = R + \Delta R$ şi $R'_4 = R - \Delta R$, sau rezistențele R_2 şi R_3 (figura 7.33). Se obține:

$$U_5 = U'_1 - U_3 = U_0\left(\frac{R'_1}{R'_1 + R_2} - \frac{R'_3}{R'_3 + R_4}\right)$$

Pentru puntea simetrică (înainte de măsurători)

$$U_5 = U_0\left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R} - \frac{R}{R + \Delta R + R}\right) = U_0\frac{\Delta R}{2R + \Delta R}$$

Pentru variații mici ale lui ΔR şi $\Delta R << R$, $U_5 \approx \frac{1}{2}\frac{\Delta R}{R}U_0$.

După cum se observă, tensiunea pe diagonală are o variație aproximativ liniară în funcție de rezistența ΔR. Pentru exemplificare, să determinăm tensiunea pe diagonală pentru rezistențele variabile ale laturilor

alăturate. La puntea simetrică (înaintea măsurătorii) se modifică rezistența brațelor alăturate. Dacă $R_1 = R_2 = 120\ \Omega$, curentul maxim de măsură admis este I = 20 mA, iar valoarea variației rezistenței rezistoarelor de măsură este $\Delta = \frac{\Delta R}{R} = 10^{-3}$.

La tensiunea de alimentare $U_0 = 2RI = 2 \cdot 120 \cdot 20 = 4{,}8$ V. se obține:

$$U_5 \approx \frac{1}{2}\frac{\Delta R}{R}U_0 = \frac{1}{2}10^{-3} \cdot 4{,}8 = 2{,}4 \text{ mV}$$

Puntea cu toate rezistențele variabile

La aceasta, $R'_1 = R + \Delta R$, $R'_2 = R - \Delta R$, $R'_3 = R - \Delta R$; $R'_4 = R + \Delta R$. Se calculează tensiunea pe diagonală pentru puntea simetrică (dinaintea măsurătorii), când $R_L = 0$, $R_5 >> R$ şi $U_0 = ct$. Se obține:

$$U_5 = U'_1 - U'_3 = \left(\frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} - \frac{R'_3}{R'_3 + R'_4} \right) U_0$$

În această punte, tensiunea diagonalei, U_5 este de două ori mai mare decât cea de la puntea din figura 7.37.a şi de patru ori mai mare decât cea de la puntea din figura 7.36.a, pentru aceeaşi variație. Aceasta, ca şi la puntea din figura 7.36.a, este direct proporțională cu variația rezistenței, ΔR. Pentru cazul când variațiile ΔR_n ale rezistenței Rn sunt mici, tensiunea pe diagonala punții se calculează pe baza expresiei următoare:

$$\frac{U_5}{U_0} \approx \frac{1}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right) -$$

$$- \frac{1}{8}\left[\left(\frac{\Delta R_1}{R_1} \right)^2 + \left(\frac{\Delta R_4}{R_4} \right)^2 - \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} \right)^2 - \left(\frac{\Delta R_3}{R_3} \right)^2 \right]$$

În această expresie se introduc valorile pozitive sau negative $\frac{\Delta R_n}{R_n}$.

Tensiunea diagonalei, U_5 depinde de tensiunea de alimentare, U_0. Pentru eliminarea influenței rezistențelor conductoarelor de legătură, care leagă puntea de elementele de adaptare, se folosesc de asemenea şi scheme alimentate în curent constant. La modificarea rezistenței circuitului în limite determinate (de exemplu, între 0 - 1000 Ω), tensiunea de alimentare a punții din figura 7.37.a, egală cu căderea de tensiune pe rezistența $R'_1 + R'_2$ este constantă, chiar dacă se modifică rezistența conductorilor de legătură. În cazul tensiunii constante de alimentare a schemei de măsură, variația rezistenței conductorilor de legătură ar putea fi compensată prin reglarea tensiunii de alimentare a punții. În practica măsurătorilor se folosește frecvent noțiunea de coeficient al punții.

Tensiunea diagonalei în cazul variației diferite a rezistențelor rezistoarelor de măsură

În figura 7.38 se prezintă schema punții şi diagrama vectorială a tensiunilor, care explică influența variației rezistoarelor de măsură asupra tensiunii diagonalei, pentru puntea cu rezistența variabilă a unui braț. În mod analog, se construiesc diagramele vectoriale pentru punțile cu rezistențe variabile pe două brațe alăturate sau pe două brațe opuse şi respectiv cu rezistențe variabile pe toate brațele punții.

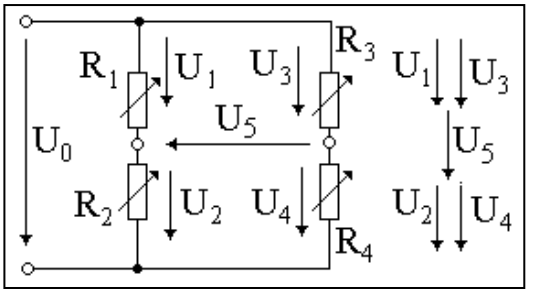


Fig. 7. 38 - Schema punții şi diagrama vectorială pentru puntea cu rezistența variabilă a unui braț

Din aceste diagrame pentru două rezistențe variabile se poate deduce următoarea regulă: pentru apariția tensiunii diagonalei U_5, variația rezistențelor rezistoarelor de pe laturile alăturate trebuie să fie opusă ca semn, iar a rezistențelor rezistoarelor de pe laturile opuse, de acelaşi semn.

Această regulă este valabilă şi pentru puntea care are patru rezistoare cu rezistențe variabile. La variația rezistențelor rezistoarelor de măsură, trebuie să apară tensiunea diagonalei cauzată de mărimea măsurată şi nu de către perturbații.

7.6.3. Schema de măsură cu elemente sensibile

Scheme cu măsurarea curentului

În schema din figura 7.39.a, tensiunea de alimentare pentru curentul de alimentare I este egală cu: $U_0 = (R_M + R_A + R_J + 2 \cdot R_L) \cdot I$. Din aceasta, se măsoară rezistența:

$$R_M = \frac{U_0}{I} - (R_A + R_J + 2 \cdot R_L)$$

Când U_0 este constant şi $R_Y = R_A + R_J + 2R_L = ct.$, deplasarea măsurată este: $s \sim R_M \sim \frac{1}{I} = ct.$

Caracteristica schemei este prezentată în figura 7.39.b. Ea corespunde scalei hiperbolice a ampermetrului A. Sensibilitatea la modificarea rezistenței

(funcția de transfer) este: $S_R = \frac{\Delta I}{\Delta R_M} \neq$ ct. pentru caracteristica $I(R_M)$ din figura 7.39.b.

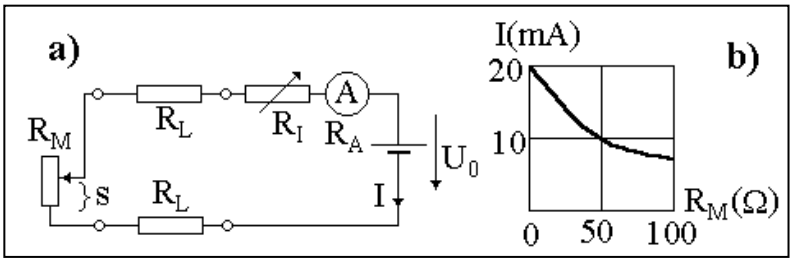


Fig. 7. 39 - Măsurarea la distanță a rezistenței proporționale cu deplasarea Δ, cu ajutorul ampermetrului: a – schema de măsură; b – caracteristica schemei când $R_M = 100\ \Omega$, $U_C = 1$ V, $R_Y = R_A + R_J + 2R_L = 68\ \Omega$

Rezistența conducătoarelor de legătură poate influența, de asemenea, indicațiile aparatului. Pentru variații relative mari ale rezistenței rezistorului de măsură, $\Delta R_M/R_M$, variația relativă a rezistenței conductoarelor, $\Delta R_L/R_L$ are o influență slabă. La variații mici $\Delta R_M << R_M$, metoda schimbării curenților nu este utilă, pentru că este dificilă înregistrarea semnalului util pe fondul curentului I şi, în afară de acesta, nu se mai poate neglija influența conductoarelor de legătură $\Delta R_L/R_L$ asupra indicațiilor.

Scheme cu divizor de tensiune şi voltmetru

Pentru divizorul de tensiune pus în sarcină cu un curent I_V (figura 7.40), când rezistența de intrare nu este suficient de mare, deplasarea măsurată este: $s \sim R_2 \sim U_2 \neq U_V$. Caracteristica divizorului în sarcină este neliniară.

Variația rezistențelor conductoarelor de măsură $\Delta R_L/R_L$ provoacă erori de măsură. În cazul variației mari a rezistenței elementului sensibil $\Delta R_M/R_M$, sensibilitatea este $S_R = \Delta U_V/\Delta R_2 \neq$ ct.

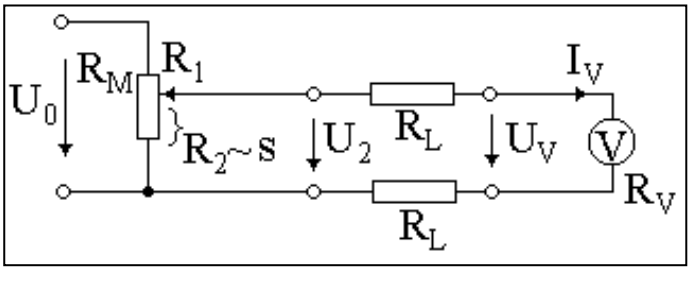


Fig. 7. 40 - Schema cu divizor de tensiune pentru măsurarea deplasării s; R_M – rezistența traductorului de măsură; R_V – rezistența voltmetrului

Când variațiile rezistenței R_M sunt mici $\Delta R_M << R_M$, această metodă nu poate fi utilizată datorită variației mici a tensiunii de ieşire. Dacă rezistența de intrare a voltmetrului este mare ($R_V >> R_M$ şi $I_V \approx 0$), atunci divizorul este practic fără sarcină şi deplasarea măsurată s este aproximativ proporțională cu tensiunea: $s \sim R_2 \sim U_2 \sim U_V$. În acest caz, sensibilitatea devine: $S_R = U_V/R_2 \approx ct$.

Scheme cu compensație

La compensatorul cu acord manual (figura 7.41.a), se reglează căderea de tensiune U_K pe rezistența compensatorului, R_K alimentat cu un curent auxiliar I_H astfel ca ea să fie egală cu tensiunea de măsură U_2. Când curentul de sarcină $I_G = 0$, divizorul de tensiune R_M rămâne fără sarcină şi atunci deplasarea măsurată este: $s \sim R_2 \sim U_2 = U_3 = U_K \sim \beta$.

Caracteristica de măsurare a deplasării, $s = f(\beta)$ este liniară. Pentru orice modificare a rezistenței traductorului, $\Delta R_M/R_M$, sensibilitatea este constantă: $S_R = U_K/R_2 = ct$.

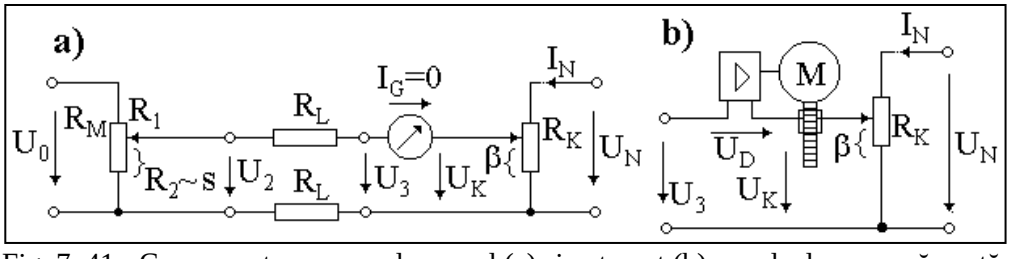


Fig. 7. 41 - Compensator cu acord manual (a) şi automat (b); s – deplasarea măsurată; β – abaterea; R_M – rezistența traductorului; R_K – rezistența rezistorului de compensare; I_H – curent auxiliar; M – motor

La compensatorul automat (figura 7.41.b), motorul M deplasează cursorul rezistorului de compensare R_K, până când diferența tensiunilor comparate devine egală cu zero ($U_D = 0$), adică până când $U_2 = U_K$.

Deplasarea măsurată este: $s \sim R_2 \sim \beta$. Caracteristica este liniară, sensibilitatea $S_R = \beta/R_2$ este constantă. Rezistența conductoarelor de legătură are influență mică asupra compensării.

7.6.4. Punți cu măsurarea deviației

Punte cu variația rezistenței unui braț

În cazul variațiilor mari ale rezistenței elementului sensibil, de exemplu la măsurarea deplasării, sensibilitatea punții a cărei schemă este prezentată în figura 7.42.a şi care are caracteristica din figura 7.36.b este egală cu: $S_R = \Delta U_5/\Delta R_1 \neq ct$. Pentru variații mici $\Delta U_5/\Delta R_M$, caracteristica este aproape liniară şi sensibilitatea este: $S_R = \Delta U_5/\Delta R_1 \approx ct$.

În schema din figura 7.42.a este necesar să se ia în considerație influența căderii de tensiune pe rezistența conductoarelor de legătură și a variației acesteia.

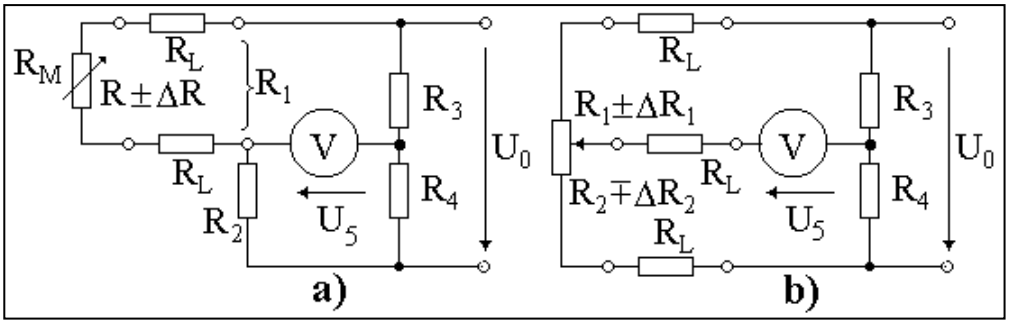


Fig. 7. 42 - Punți cu rezistența variabilă a unui braț (a) și a două brațe alăturate (b); R_M – rezistența traductorului; R_L – rezistența conductoarelor de legătură

Punte cu variația rezistențelor a două brațe alăturate

La schema în punte din figura 7.42.b, când variația rezistențelor alăturate, R_1 și R_2 este în același sens, caracteristica este liniară, la fel ca cea din figura 7.37.b, iar sensibilitatea este: $S_R = U_5/R_1 = ct.$

Punte cu variația rezistențelor tuturor brațelor

În figura 7.43.a este prezentată schema acestei punți și diferite scheme echivalente (figura 7.43.b, c). Pentru orice variații a rezistențelor R_1, R_2, R_3, R_4 caracteristica este liniară, și, când tensiunea de alimentare, U_0 este constantă, sensibilitatea punții este: $S_R = \dfrac{U_5}{\dfrac{\Delta R}{R}} = ct.$

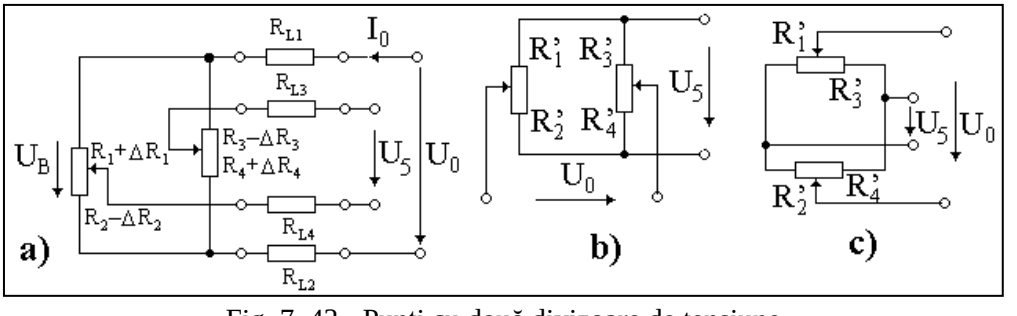


Fig. 7. 43 - Punți cu două divizoare de tensiune

În punțile din figura 7.43, atunci când tensiunea de alimentare U_0 este constantă, rezistența internă $R_i = 0$ și rezistența diagonalei, $R_5 = \infty$ și sunt îndeplinite condițiile: $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ și $+\Delta R_1 = -\Delta R_2$, $-\Delta R_3 = +\Delta R_4$, tensiunea diagonalei este:

$$U_5 = \frac{R_1R_4 - R_2R_3 + \Delta R_1(R_3 + R_4) - \Delta R_3(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} U_0$$

Pentru orice variație ΔR_n este necesar ca, în formula de mai sus, să se ia în considerație semnul acesteia. Schemele de măsură din figura 7.43 pot fi alimentate de la surse de tensiune sau de curent constant. Eliminarea perturbațiilor provenite de la conductorii de legătură se face cu scheme de legătură cu mai multe conductoare.

7.6.5. Măsurarea rezistențelor traductoarelor cu amplificatoare operaționale

Scheme pentru astfel de măsurători sunt prezentate în figura 7.44. Pentru schema din figura 7.44.a, când rezistența rezistorului de măsură este R_X şi ce a conductoarelor de legătură R_L, se poate scrie: $R_X + 2R_L = R_i \frac{U_\beta}{U_r}$.

Tensiunea de referință U_r este furnizată de obicei de o sursă de tensiune constantă (cu tensiunea de ieşire de 1 V). Tensiunea U_β se măsoară şi se înregistrează. Cea mai mică valoare a rezistenței de măsură, R_{Xmin}, este limitată de curentul de ieşire $I_{\beta max}$, iar cea mai mare valoare, R_{Xmax}, de rezistența maxim admisă a rezistorului de reacție. Rezistența conductoarelor de măsură, R_L şi variația acestora au influență asupra rezultatelor măsurătorii.

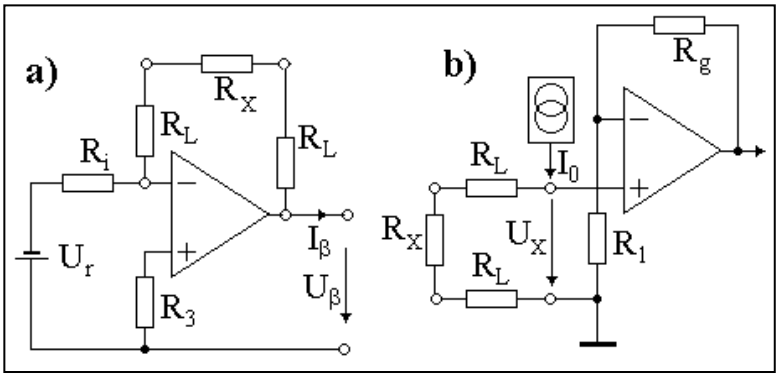


Fig. 7. 44 – Scheme pentru măsurarea rezistenței R_X cu amplificator operațional: cu alimentare de la sursă de tensiune constantă (a); cu alimentare de la sursă de curent constant (b)

Schema de măsură a rezistenței, din figura 7.44.b, când alimentarea se face de la o sursă de curent constant, dă la ieşire o tensiune U_X proporțională cu căderea de tensiune pe rezistența $R_X + 2R_L$, care este amplificată de amplificatorul operațional şi apoi este măsurată.

7.6.6. Măsurarea rezistenței traductoarelor prin metoda analogică în punte cu conversie în frecvență

Schema de măsură este prezentată în figura 7.45 şi are în alcătuire traductorul T şi convertorul de tensiune realizat sub forma unui oscilator cu punte Wien.

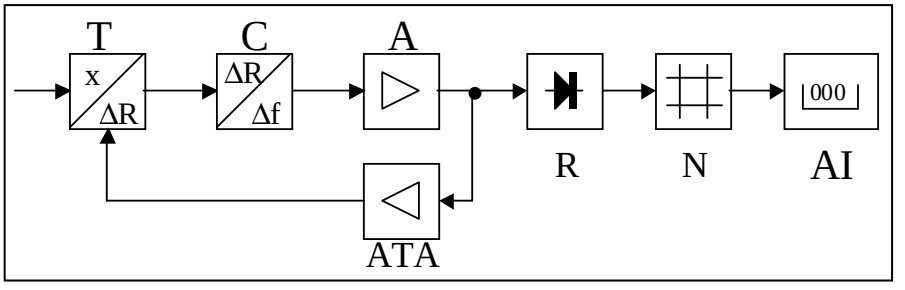


Fig. 7. 45 – Instalație de măsură analogică în punte cu conversie în frecvență

Puntea se cuplează simetric în raport cu pământul prin amplificatorul tensiunii de alimentare, ATA. Echilibrarea punții la variația rezistenței de măsură se face prin modificarea frecvenței oscilațiilor oscilatorului, deplasarea în frecvență care apare reprezentând un semnal analogic de frecvență. Acest semnal este amplificat în amplificatorul A, redresat în redresorul R şi apoi este aplicat numărătorului electronic N, la ieşirea căruia se află aparatul de ieşire AI. Dispozitivul realizat pe baza acestei metode are stabilitate înaltă şi rezoluție bună, nu este sensibil la perturbații la transmiterea semnalului şi la transformarea acestuia în formă numerică. Metoda este folosită la măsurări statice şi dinamice cu tensotraductoare.

7.6.7. Măsurarea numerică a rezistenței cu convertor în trepte

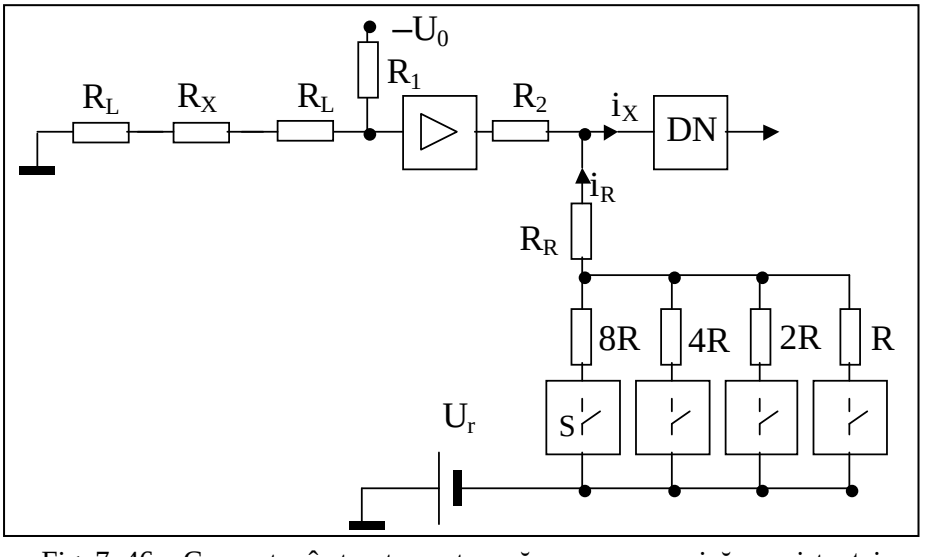


Fig. 7. 46 – Convertor în trepte pentru măsurarea numerică a rezistenței

În schema din figura 7.46, rezistențele se cuplează succesiv, de la 8R la R, până la obținerea echilibrului, $i_X = i_{ref}$, determinat de detectorul de nul, DN. Pentru valori mari ale rezistenței R_X, convertorul în trepte are caracteristica neliniară. Prin introducerea rezistorului R_K, se îmbunătățește liniaritatea acesteia.

7.7. Elemente sensibile reactive

7.7.1. Elemente inductive

Principiu de funcționare

Inductanța unei bobine având un singur strat cu N spire, lungimea miezului ℓ, secțiunea transversală S şi permeabilitatea magnetică relativă μ_r, este dată de relația: $L = \mu_r\mu_0 \frac{N^2S}{\ell}$, unde permeabilitatea magnetică a vidului are valoarea $\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-7}$ H/m. Prin modificarea uneia din mărimile S, ℓ, μ, are loc modificarea inductanței bobinei.

Construcție

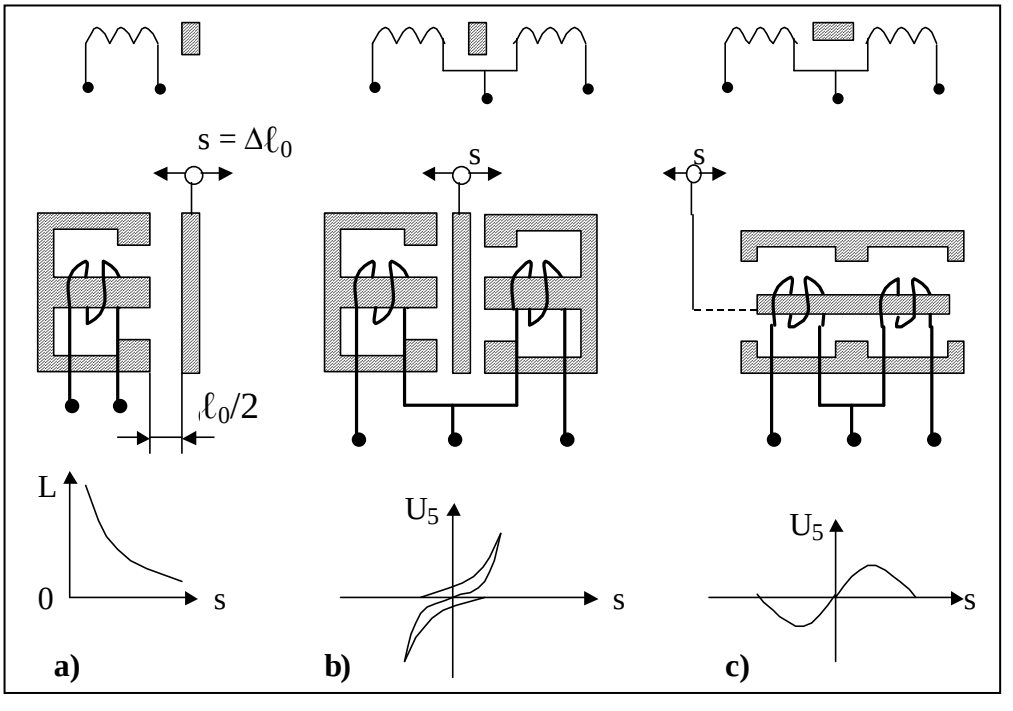


Fig. 7. 47 – Traductoare inductive cu deplasarea miezului: drosel simplu (a); drosel diferențial cu miez transversal (b); drosel diferențial cu miez longitudinal (c); s – deplasarea; ℓ_0 – dimensiunea întrefierului; L inductanța; U_S – tensiunea de ieşire

În figura 7.47 este prezentată construcţia elementului sensibil inductiv pentru măsurarea deplasării s şi caracteristica acestuia. La bobinele de şoc (drosel), dependența inductanței de dimensiunea întrefierului, d_0 are caracter hiperbolic: $L \sim \frac{1}{\ell_0}$. Pentru liniarizare, se poate lucra într-un domeniu de variații mici ale lui ℓ_0, ca măsură a deplasării.

Ca element mobil, se foloseşte o placă conductoare feromagnetică străbătută de fluxul magnetic. Dacă în calculul inductanței se ia în considerare numai dimensiunea întrefierului de aer, ℓ_0 (de obicei, rezistența magnetică a miezului este mică în comparație cu rezistența întrefierului şi, deci poate fi neglijată, ceea ce înseamnă că $\frac{\ell}{\mu_r} << \ell_0$), atunci $L \approx \mu_0 N^2 \frac{S}{\ell_0}$ şi, la variația întrefierului, $\ell'_0 = \ell_0 \pm \Delta\ell_0$, inductanța este:

$$L' \approx \mu_0 N^2 \frac{S}{\ell_0^2} (\ell_0 \forall \Delta\ell_0) = L \pm \Delta L$$

Măsurarea inductanței se face cu puntea la frecvența purtătoare sau cu circuitul oscilant de frecvență înaltă. În schemele cu frecvență purtătoare, droselele simple au inductanța de 5 sau 0,5 mH, reactanța inductivă $X_L = 157$ Ω şi rezistența activă $R = 20 \div 200$ Ω sau $2 \div 20$ Ω. Ele se folosesc ca traductoare fără contact pentru deplasări. La droselele diferențiale cu miez mobil transversal (figura 7.47.b) sau longitudinal (figura 7.47.d), tensiunea diagonalei punții, $U_5 = 0$, dacă înainte de începerea măsurării miezul se găseşte în poziția mediană. La deplasarea miezului pe direcție axială, apare tensiunea U_5, datorită asimetriei. Droselele cu miez mobil transversal au deplasarea nominală, s_N cuprinsă în intervalul $1 \div 20$ mm, iar droselele cu miez mobil longitudinal, au deplasarea nominală s_N cuprinsă în intervalul $1 \div 500$ mm, deplasarea normală fiind de 0,8 din lungimea bobinei, egală cu lungimea miezului.

Droselele diferențiale se folosesc ca traductoare de deplasare şi, într-o construcție specială, pentru măsurarea unghiurilor de rotație de până la 90°.

7.7.2. Elemente sensibile cu transformator

Traductorul de deplasare din figura 7.48 este alcătuit din bobina primară, alimentată cu tensiunea alternativă U_1, de frecvență purtătoare, sau de la rețea şi două bobine secundare cuplate în antifază, în care se induc tensiunile U'_2 şi U''_2, egale la echilibru. Tensiunea secundară la dezechilibrare, $U_2 = U'_2 - U''_2$ se aplică la intrarea schemei de adaptare.

Utilizarea elementelor sensibile cu transformator presupune scheme de adaptare relativ simple.

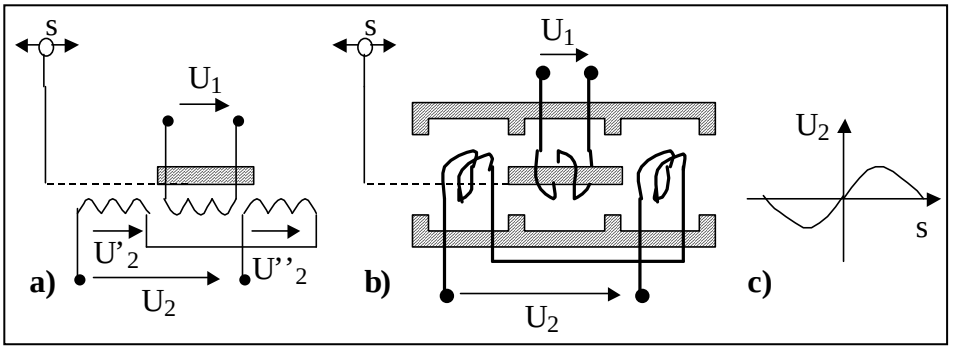


Fig. 7. 48 – Transformator diferențial – traductor inductiv de deplasare: schema (a), construcția (b) caracteristica (c)

7.7.3. Punți de curent alternativ pentru măsurarea inductanței

Schema unei astfel de punți de curent alternativ este prezentată în figura 7.49.a, unde tensiunea de alimentare a punții, U_0, se menține constantă. Se consideră că rezistența internă a sursei de alimentare, R_i este nulă și $R_5 \rightarrow \infty$. Înainte de începerea măsurării, miezul traductorului ocupă o poziție simetrică, iar valoarea tensiunii diagonalei este ce corespunzătoare echilibrului, $U_5 = 0$. La măsurare, au loc modificările:

$$Z'_1 = Z_1 + \Delta Z_1 \text{ și } Z'_2 = Z_2 + \Delta Z_2$$

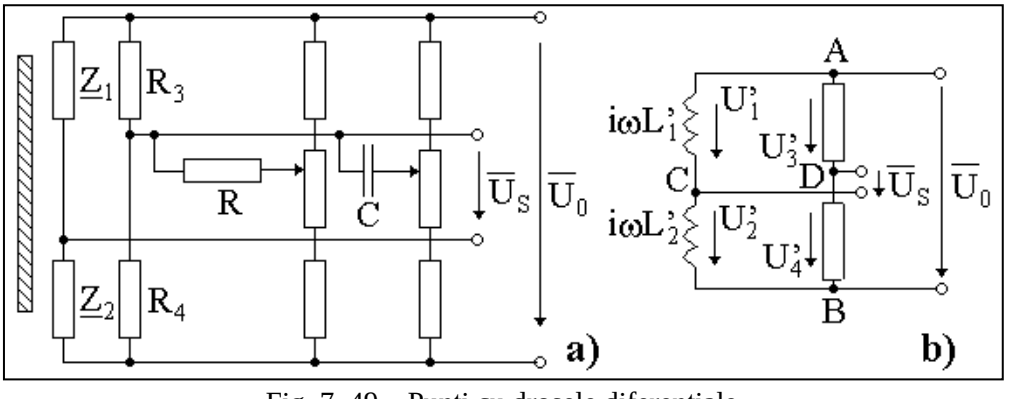


Fig. 7. 49 – Punți cu drosele diferențiale

Considerând un drosel ideal, $Z = R + i\omega L = i\omega L = iX_L$ (figura 7.49.b), tensiunea diagonalei, $U_5 = U'_1 – U_3$ depinde de U'_1, care este:

$$U'_1 = \frac{i\omega L'_1}{i\omega L'_1 + i\omega L'_2} U_0 = \frac{L'_1}{L'_1 + L'_2} U_0$$

Dacă $L'_1 = L + \Delta L$, $L'_2 = L - \Delta L$ şi $R_g = r_4 = R$, se obține:

$$U'_1 = \frac{L + \Delta L}{L + \Delta L + L - \Delta L} U_0 = \frac{L + \Delta L}{2L} U_0$$

$$U_3 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_0 = \frac{R}{2R} U_0 = \frac{U_0}{2}$$

$$U_5 = \left(\frac{L + \Delta L}{2L} - \frac{1}{2} \right) U_0 = \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} U_0$$

Ultima ecuație are aceeaşi formă ca la puntea rezistivă la care se modifică rezistența a două brațe alăturate. La efectuarea măsurătorilor, tensiunea de alimentare trebuie să fie menținută constantă, orice modificare a acesteia provocând modificarea tensiunii U_5, percepută ca semnal de măsură.

La puntea ideală (figura 7.49.b), diagramele fazoriale sunt prezentate în figura 7.50. Astfel, dacă $L'_1 = L + \Delta L$, U_5 este în fază cu U_0, $\varphi = 0$ (figura 7.50.a), iar dacă $L'_1 = L - \Delta L$, U_5 este în opoziție de fază cu U_0, $\varphi = 180°$. Pentru puntea reală, la care bobinele au şi rezistență activă, defazajul dintre U_5 şi U_0 poate avea orice valoare.

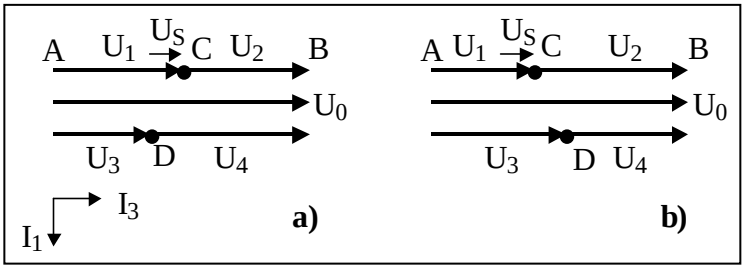


Fig. 7. 50 – Diagramele fazoriale pentru puntea ideală (schema din figura 7.49.b: când $L'_1 = L + \Delta L$, $L'_2 = L - \Delta L$ (a) şi când $L'_1 = L - \Delta L$, $L'_2 = L + \Delta L$ (b)

7.7.4. Traductoare capacitive

Principiu de funcționare

Capacitatea condensatorului plan este $C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{d}$, unde S este suprafața comună a armăturilor, d este distanța dintre armături, ε_0 este permitivitatea electrică a vidului şi ε_r permitivitatea electrică relativă a dielectricului dintre armături. Prin modificarea uneia din mărimile ε, S şi d, se pot determina presiunea, unghiul de rotație, deplasarea, diferența de nivel, etc.

Construcție

În figura 7.51 sunt prezentate variante constructive ale traductoarelor capacitive şi caracteristicile acestora.

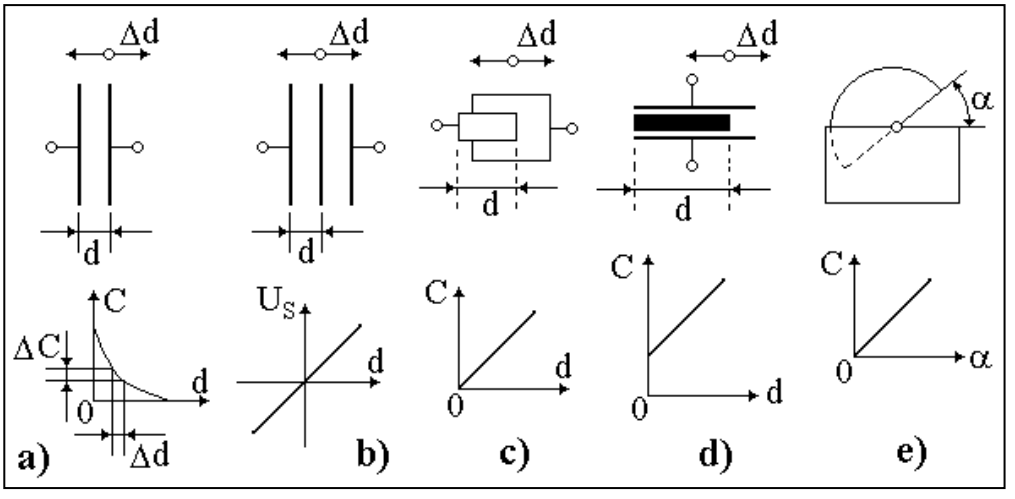


Fig. 7. 51 – Traductoare capacitive şi caracteristicile acestora: a – condensator plan simplu, cu deplasarea plăcilor (măsurarea distanței); b – condensator plan diferențial; c – condensator cilindric cu deplasare longitudinală; d – condensator plan cu deplasarea dielectricului; e – condensator variabil cu plăci rotitoare (măsurarea unghiului de rotație)

Condensatorul plan simplu

La efectuarea măsurătorilor (figura 7.51.a), se înregistrează modificarea capacității $C' = \varepsilon_r\varepsilon_0 \frac{S}{d+\Delta d}$:

$$\Delta C = C' - C = \varepsilon_r\varepsilon_0 \frac{S}{d+\Delta d} + \varepsilon_r\varepsilon_0 \frac{S}{d} = \varepsilon_r\varepsilon_0 \frac{S}{d}\left(\frac{-\delta}{1+\delta}\right)$$

unde $\delta = \frac{\Delta d}{d}$.

Variația relativă a capacității este: $\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\delta}{1+\delta}$.

Sensibilitatea traductorului capacitiv de deplasare este $S_d = \frac{\Delta C}{\Delta d} \neq$ ct.

La variații mici, $\Delta d << d$, caracteristica este: $\frac{\Delta C}{C} \approx -\frac{\Delta d}{d}$ şi poate fi considerată aproximativ liniară.

Condensatorul plan diferențial

Condensatorul plan diferențial (figura 7.51.b) cu punte de curent alternativ are caracteristica liniară şi se foloseşte în traductoarele sensibile la variația de presiune.

Condensatoare cu variația suprafeței armăturilor

Acestea se utilizează la măsurarea deplasării longitudinale, care provoacă variația capacității, de exemplu la condensatorul cilindric (figura 7.51.c). Caracteristica acestuia, ca şi a condensatorului plan cu deplasarea dielectricului (figura 7.51.d) este liniară: $\frac{\Delta C}{C} = \frac{1+\Delta\ell}{\ell}$. Pentru măsurarea unghiului de rotație, se utilizează condensatorul cu plăci rotitoare (figura 7.51.e), la care, prin alegerea corespunzătoare a formei armăturii mobile, se poate asigura dependența liniară a capacității în funcție de unghiul de rotație, α: $C = C_0 + k\alpha$.

Condensatoare plane şi cilindrice cu deplasarea dielectricului

Să calculăm capacitatea condensatorului plan sau cilindric cu deplasarea dielectricului(figura 7.52), utilizați ca traductoare pentru măsurarea nivelului lichidului într-un recipient. Principiul de funcționare este acelaşi ca la traductorul din figura 7.51.d. Considerând volumul dintre plăci umplut cu dielectric până la înălțimea x, capacitatea totală a condensatorului este suma dintre capacitatea părții condensatorului cu aer ($\varepsilon_r = 1$) între armături, C_0 şi capacitatea părții condensatorului cu dielectric ($\varepsilon_r = \varepsilon_1$) între armături, C_1.

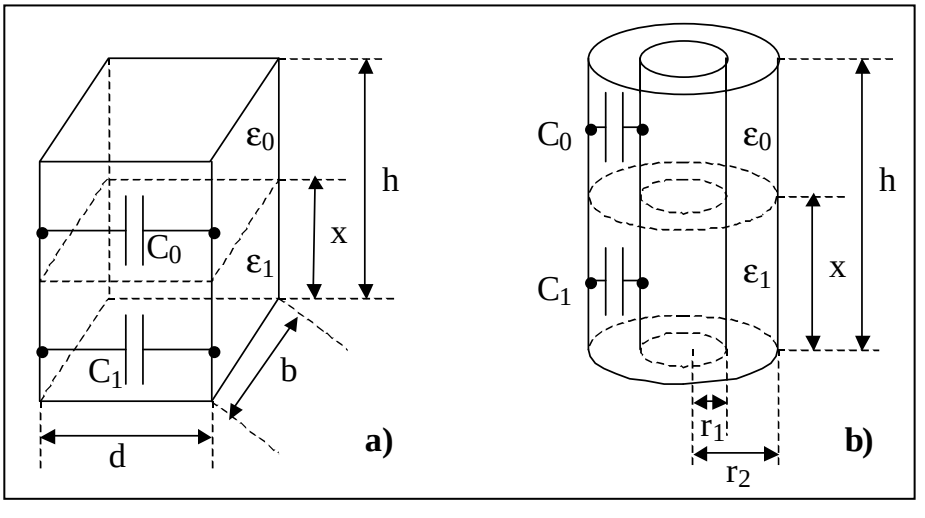


Fig. 7. 52 – Condensatoare plan (a) şi cilindric (b), cu variația umplerii x cu dielectric a spațiului dintre armături

Pentru condensatorul plan (figura 7.52.a), avem:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 b(h-x)}{d};\ C_1 \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_0 bx}{d};\ C = C_0 + C_1 = \frac{\varepsilon_0 b}{d}(h - x + \varepsilon_1 x), \text{ deci:}$$

$$C = \frac{\varepsilon_0 bh}{d} + \frac{\varepsilon_0 b}{d}(\varepsilon_1 - 1)x, \text{ sau } C = C_{x=0} + C(x)$$

Pentru condensatorul cilindric (figura 7.52.b), avem:

$$C_0 = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln\frac{r_2}{r_1}}(h - x);\ C_1 = \frac{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}{\ln\frac{r_2}{r_1}}x\ ;\ C = C_0 + C_1 = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln\frac{r_2}{r_1}}(h - x + \varepsilon_1 x), \text{ deci:}$$

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0 h}{\ln\frac{r_2}{r_1}} + \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln\frac{r_2}{r_1}}(\varepsilon_1 - 1)x \text{ sau } C = C_{x=0} + C(x)$$

În relațiile de mai sus, $C_{x=0}$ reprezintă capacitatea condensatorului când x = 0. Caracteristicile ambelor traductoare, C = f(x) este similară caracteristicii din figura 7.51.d.

7.7.5. Scheme de măsură cu traductoare capacitive

Scheme cu modulație de amplitudine

La aceste scheme, măsurătorile statice şi dinamice ale capacității traductorului C şi variația acesteia, ΔC se fac cu ajutorul punții de curent alternativ, aşa cum se arată în figura 7.53.

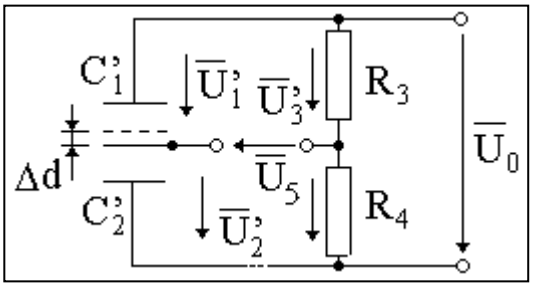


Fig. 7. 53 – Schema pentru măsurarea capacității traductorului prin metoda modulației de frecvență

Se consideră că puntea este simetrică:

$$C_1 = C_2 = C;\ R_3 = R_4 = R$$

La măsurare se deplasează electrodul central al traductorului cu valoarea Δd:

$$d' = d - \Delta d \text{ şi } C_1 = C + \Delta C,\ C_2 = C - \Delta C.$$

În această situație, $U_3 = \frac{R}{R+R}U_0 = \frac{U_0}{2}$ şi

$$U_1 = \frac{\frac{1}{i\omega C_1'}}{\frac{1}{i\omega C_1'} + \frac{1}{i\omega C_2'}} U_0 = \frac{\frac{1}{C + \Delta C}}{\frac{1}{C' + \Delta C} + \frac{1}{C' - \Delta C}} U_0 .$$

Tensiunea diagonalei este:

$$U_5 = \left(\frac{C - \Delta C}{2C} - \frac{1}{2} \right) U_0 = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} U_0$$

Această tensiune depinde liniar de $\frac{\Delta C}{C}$. Astfel, dacă d' scade, C_1 creşte, reactanţa capacitivă X_C scade şi la ieşire se obţine o tensiune negativă, adică fazorul tensiunii U_5 este în opoziţie de fază cu fazorul tensiunii de alimentare, U_0. Expresiile de calcul pentru tensiunea U_5 sunt aceleaşi ca pentru traductoarele rezistive în schemele cu variaţia rezistenţelor braţelor alăturate, sau pentru traductoarele inductive diferenţiale. Punţile RRCC au tensiunea de alimentare de frecvenţă mărită (până la 1 MHz), pentru că reactanţa capacitivă a condensatorului traductorului cu capacitate relativ mică să fie suficient de mică.

Scheme cu modulaţie de frecvenţă

La schema din figura 7.54, condensatorul variabil şi bobina de inductanţă constantă L formează un circuit oscilant.

Oscilaţiile produse, de amplitudine constantă, au frecvenţa dependentă de capacitatea condensatorului. Semnalul se aplică demodulatorului DM, de unde este introdus la aparatul de ieşire sub formă analogică.

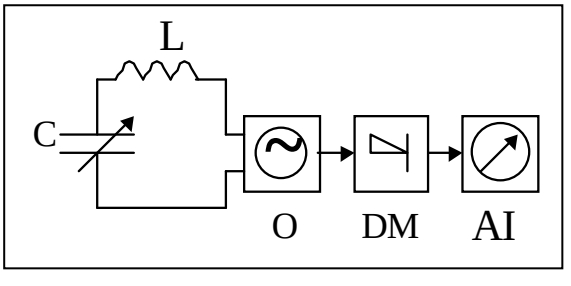


Fig. 7. 54 – Schema bloc a instalaţiei pentru măsurarea capacităţii traductorului prin metoda modulaţiei de frecvenţă

În figura 7.55.a este prezentată schema principială a demodulatorului în doi timpi, compus din două circuite oscilante cuplate, C_1-L_1 şi C_2-L_2. Caracteristicile de frecvenţă sunt reprezentate în figura 7.55.b. La variaţia Δf

a frecvenței f_0 a semnalului măsurat, tensiunea de ieşire este $U_\beta = U_1 - U_2$. Caracteristica de ieşire în domeniul de lucru este liniară: $U_\beta \sim \Delta f$.

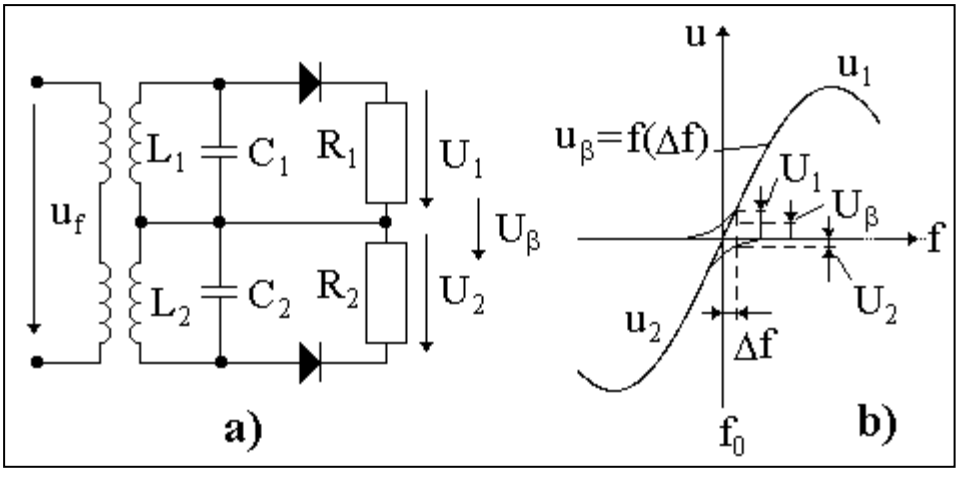


Fig. 7. 55 – Schema principială (a) şi caracteristica (b) a demodulatorului în doi timpi

7.8. Traductoare active electrodinamice

Principiu de funcționare

La elementele sensibile care funcționează pe baza inducției electromagnetice, se induce o tensiune electromotoare într-un conductor care închide o suprafață străbătută de un flux magnetic variabil. Această tensiune este dată de legea lui Faraday: $u = -\frac{d\Phi}{dt}$, unde Φ este fluxul magnetic al câmpului magnetic prin suprafața descrisă de conductor ($\Phi = \vec{B} \cdot \vec{S}$).

În funcție de principiul de construcție al traductorului, dacă inducția are loc într-un conductor care se deplasează într-un câmp magnetic, tensiunea indusă este dată de expresia: $u = \ell B v$, unde ℓ este lungimea conductorului, B este inducția magnetică a câmpului şi v viteza de deplasare a conductorului în câmp (relația este valabilă în cazul particular când direcția de deplasare, direcția conductorului şi cea a liniilor câmpului magnetic sunt perpendiculare între ele). Dacă circuitul este compus din mai mulți conductori (mai multe spire), tensiunea indusă se multiplică cu N, numărul de spire.

Construcția traductoarelor cu deplasare liniară şi cu mişcare de rotație

În figura 7.56 este reprezentată construcția unui traductor electrodinamic cu deplasare liniară, folosit pentru măsurarea vitezei de deplasare la mişcarea rectilinie (de exemplu, la vibrațiile mecanice).

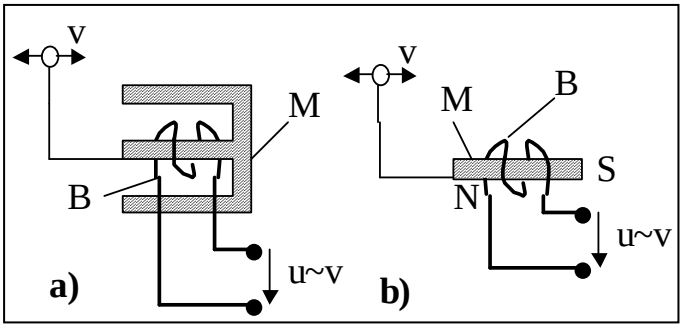


Fig. 7. 56 – Traductoare electrodinamice: cu bobină B mobilă şi magnet permanent M fix (a); cu bobină fixă şi magnet permanent mobil (b)

În figura 7.57 este prezentată construcția traductorului electrodinamic cu mişcare de rotație, în două variante (figura 7.57.a, b). Astfel de traductoare sunt folosite pentru măsurarea vitezei unghiulare de rotație sau a turației, în domeniul frecvențelor medii.

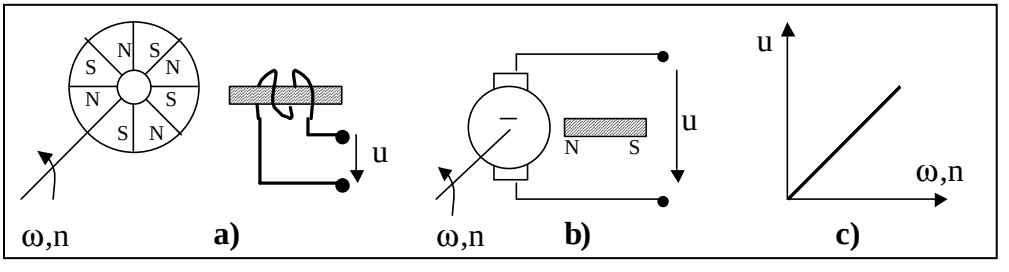


Fig. 7. 57 – Traductoare electrodinamice pentru măsurarea turației n sau a vitezei unghiulare, ω: generator de tensiune alternativă cu mai mulți poli şi cu bobină fixă (a); generator de tensiune continuă (redresată) cu magnet permanent de excitație (b); caracteristica generatoarelor (c)

La traductoarele cu generarea tensiunii alternative, se poate utiliza pentru măsurarea turației sau a vitezei unghiulare, fie valoarea maximă, fie valoarea efectivă, fie valoarea medie redresată, fie frecvența f a tensiunii induse.

Pentru transmiterea rezultatelor la distanță este de preferat măsurarea frecvenței, pentru că stabilitatea la perturbații este mai bună.

7.9. Elemente sensibile piezoelectrice

Principiu de funcționare

Dacă un cristal piezoelectric (de exemplu, cuarț – SiO_2) este supus unei acțiuni mecanice (comprimare sau întindere de ordinul a câțiva μm) pe direcția axei sale polare, apare o sarcină electrică Q, egală ca mărime şi de semne contrare, pe fețele opuse. La schimbarea sensului forței deformatoare, semnul sarcinii se schimbă şi el. Acesta este efectul piezoelectric direct, efectul invers constând în deformarea (comprimarea sau întinderea) unui cristal piezoelectric, atunci când pe fețele opuse ale sale se aplică o tensiune electrică.

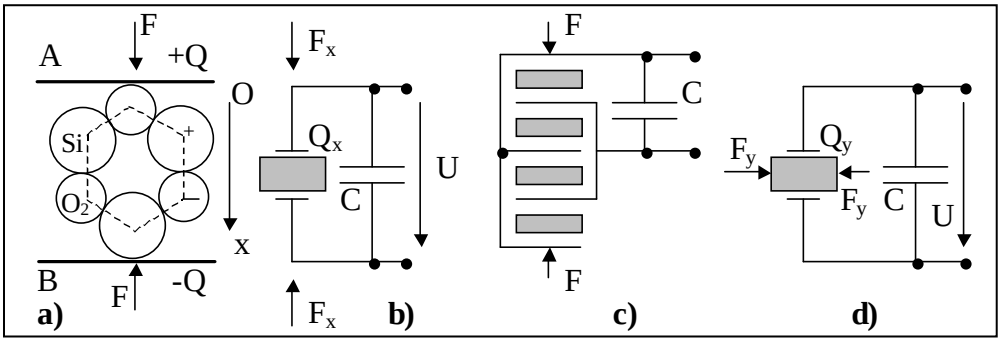


Fig. 7. 58 – Efectul piezoelectric: structura simplificată a materialului de cuarț (a); traductor piezoelectric simplu (b); traductor cu legarea în paralel a mai multor plăci piezoelectrice (c); efectul piezoelectric transversal (d)

Dacă forța deformatoare F acționează pe direcția axei polare a cristalului piezoelectric de cuarț, Ox (figura 7.58.a), electrizarea fețelor opuse are loc ca urmare a apropierii ionilor pozitivi, respectiv negativi de suprafața A, respectiv B a cristalului, sarcina electrică apărută având valoarea: $Q_x = nd_{11}F_x$, unde n este numărul de plăci de cristal piezoelectric (figura 7.58. b, c), d_{11} este constanta piezoelectrică a cristalului şi F_x forța care acționează pe direcția axei Ox. Pentru obținerea unei sarcini mai mari, plăcile de cristal se dispun în coloană, pe direcția de acțiune a forței (figura 7.58.c).

Dacă forța deformatoare acționează pe direcția Oy, perpendiculară pe direcția axei polare a cristalului(figura 7.58.d), la unele cristale piezoelectrice se constată apariția unei sarcini electrice de semne opuse pe fețele laterale ale cristalului (efect piezoelectric transversal).

Cuarțul prezintă o sensibilitate piezoelectrică la efectul piezoelectric longitudinal de valoare S = 2,31 pC/N şi un coeficient de variație a constantei piezoelectrice cu temperatura de $2 \cdot 10^{14}$ K^{-1} într-un interval de temperaturi de – 200 ÷ + 200 °C; ceea ce face ca acest material să fie foarte des folosit ca

material piezoelectric. În afara lui, se mai folosesc titanatul de bariu, titanat-zirconatul de plumb, etc.

Scheme de măsură

În conformitate cu figura 7.58.b, capacitatea C, determinată de capacitatea proprie a cristalului, de capacitatea cablului de măsură şi de capacitatea de intrare a amplificatorului, se încarcă la apariția sarcinii Q pe cristal la tensiunea $U = \frac{Q}{C}$. Pentru asigurarea unei constante de timp de încărcare τ = RC suficient de mari, se utilizează amplificatoare cu tranzistoare cu efect de câmp, cu rezistența de intrare R > 10^{13} Ω şi capacitatea de intrare mică (< 20 pF). Semnalul măsurat variază exponențial în timp, cu constanta de timp τ = RC.

Elementele sensibile piezoelectrice se pot folosi numai pentru măsurători dinamice, în domeniul de frecvență $10^{-5} \div 10^{5}$ Hz. Când τ are valoare mare ($\tau \approx 10^{5}$ s), sunt posibile calibrarea statică şi măsurători cuasistatice cu durata de câteva minute. Limita inferioară a domeniului spectral de măsură este $f_i = \frac{1}{2\pi\tau}$. Limita superioară este determinată de schema de adaptare utilizată.

Traductoarele piezoelectrice au sensibilitate mare, rezoluție mare (circa 10^{-6}), deplasări mici (de ordinul a 1 μm) şi frecvențe de funcționare mari (până la 10^{5} Hz), ceea ce le face apte pentru a fi folosite la măsurarea accelerației, forței, presiunii gazelor şi lichidelor, a variațiilor de presiune, precum şi ca traductor al vibrațiilor sonore (microfon).

8. TRANSMITEREA DATELOR

8.1. Instalații pentru obținerea şi memorarea rezultatelor măsurătorilor

Instalațiile complexe de prelucrare automată a datelor se împart în două tipuri. Primul tip cuprinde instalațiile care servesc la obținerea, înregistrarea sau acumularea informației despre proces. Prelucrarea şi aprecierea rezultatelor măsurătorilor se face începând cu un anume moment de timp. Pentru exemplificare, în figura 8.1.a este prezentată schema simplificată a unei asemenea instalații cu aparatul de comandă AC.

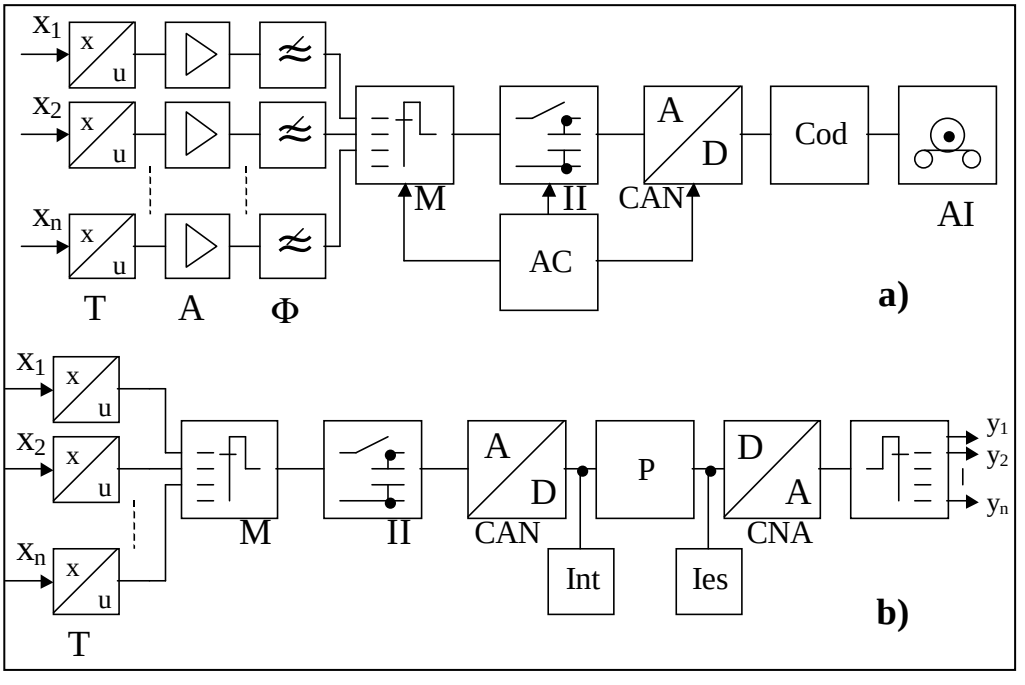


Fig. 8. 1 - Scheme-bloc simplificate pentru instalațiile de reglare, prelucrare şi înregistrare a mărimilor măsurate cu interogare ciclică şi cu transferul rezultatelor în formă numerică: a - instalație cu prelucrarea rezultatelor în orice moment ulterior, determinat de aparatul de comandă AC, în conformitate cu criteriul stabilit; b - instalație cu prelucrarea informației de către procesorul programabil P în acelaşi timp cu recepția acesteia (în timp real); x_1,... x_n - mărimi de măsurat sau de reglat; y_1,... y_n - mărimi de ieşire sau de referință; T – convertor de măsură, traductor; A – amplificator; Φ - filtru de frecvență joasă; M – multiplexor; II - instalație de interogare; CAN - convertor analog-numeric; CNA - convertor numeric-analogic; AI – aparat de ieşire (de exemplu, înregistrator pe bandă magnetică)

Instalațiile de al doilea tip sunt instalații de măsură şi reglare, la care informația de la intrare se transformă, de exemplu, în semnale de comandă, care acționează nemijlocit asupra procesului, într-un anumit mod. Între momentele de obținere a datelor şi de prelucrare a acestora există un interval de timp relativ mic. La aceste instalații, care funcționează în timp real, mărimile măsurate se transmit imediat şi se prelucrează. În figura 8.1.b este prezentată schema simplificată a unei astfel de instalații, la care numărul circuitelor reglabile poate fi n > 100. La aceasta se introduce un procesor programabil P, pentru asigurarea reglării în timp. Pe baza datelor de intrare x, acest procesor calculează mărimile de ieşire y necesare pentru asigurarea reglării şi optimizării. Cu ajutorul instalațiilor care conțin procesoare se pot prelucra atât rezultatele măsurătorilor analogice cât şi numerice.

Interfețe

Comanda în timp a etapelor procesului de prelucrare a mărimilor măsurate în instalațiile cu un procesor specializat se foloseşte numai în instalațiile mari. La instalațiile mai mici este de preferat utilizarea unui PC, care permite nu numai modificarea programului, dar şi prelucrarea în continuare a rezultatelor măsurătorilor.

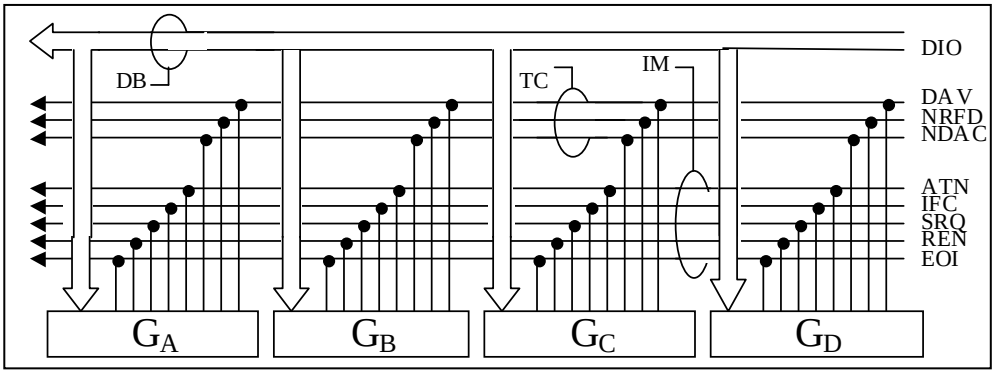


Fig. 8. 2 - Sistem cu flux de informație serie şi paralel pentru aparate de măsură programabile: DB – magistrală care conține opt canale pentru primirea şi elaborarea informației (magistrala de date DIO 1….8); TC – magistrala de comandă; IM – magistrala de comandă obişnuită şi cu interfațare: DAV – „date necesare”; NRFD – „ sistemul nu este pregătit pentru primirea datelor”; NDAC – “datele nu se transmit”; ATN – “atenție”; JFC – “interfața este pregătită”; SRQ – “este necesară verificarea”; REN – “este posibilă numai servirea externă”; EOI – “final sau recunoaştere”; G_A – aparat de recepție-transmisie comenzi (de exemplu, PC); G_B - aparat de recepție-transmisie date; G_C – aparat de recepție; G_D – aparat de transmisie

În interfața a cărei schemă principială este prezentată în figura 8.2, pot fi reunite până la 15 aparate de măsură şi de calcul în sistemul de interfațare serie sau paralel, cu ajutorul magistralelor, când distanța totală de transmitere a semnalelor este de până la 20 m, la o viteză maximă de 2 Mb/s.

Toate aparatele au acelaşi tip de cuplaje standardizate pentru introducerea şi extragerea semnalelor. În regim asincron, „start – stop", fiecare aparat permite comanda de la controler cu adresa sa şi semnale de comandă pe trei conductoare ale magistralelor de adrese, de exemplu pentru recepția datelor necesare programării unui multimetru numeric într-un domeniu determinat de măsură pe magistralele DB.

Recepția datelor este controlată prin semnale de tact. Pentru realizarea măsurătorilor, este necesar de la început să se apeleze adresa aparatului, iar apoi, prin magistrala de comandă TC, să se transmită semnalul de începere a măsurătorii. Aparatul de comandă poate cere rezultatele măsurătorilor din aparatul de măsură numai după apariția semnalului de terminare a măsurătorilor. În acest scop, controlerul cere adresa aparatului de măsură şi, prin magistrala TC, elaborează seria de comenzi codificate pentru apelarea sau memorarea intermediară a valorilor separate ale mărimii măsurate, într-o succesiune determinată în formă codificată.

Datele codificate se transmit pe opt cabluri ale magistralei de date de la aparate şi spre aparate. În mod similar, se face afişarea mărimilor măsurate în instalația de ieşire de înregistrare. Cinci conductoare ale magistralei de comandă IM asigură transmiterea informației în interiorul sistemului. Simultan cu controlerul, în sistem poate funcționa numai un aparat care introduce datele în sistem şi, în acelaşi timp, până la 14 receptoare de informație din sistem.

Multiplexoare

Multiplexoarele se utilizează pentru obținerea şi transmiterea la distanță a mărimilor măsurate. La multiplexorul în timp se pot interoga până la 1000 de canale analogice, manual sau automat, unul după altul şi se comută la ieşire. La ieşirea multiplexorului semnalul este modulat (figura 8.6.d). Durata conversiei analogic-numerice ulterioare la modulația impuls cod este menținută cu precizie de către semnalul din instalația impulsurilor de interogare. La multiplexor, fiecare canal cu traductor se comută manual sau automat, cu comutatoare multicanal cu timp de comutare scurt şi caracteristici bune de comutare. Pentru sistemul de interogare al multiplexoarelor în timp este importantă teorema lui Shannon, conform căreia sunt necesare cel puțin două impulsuri de interogare pe durata perioadei semnalului sinusoidal pentru ca acesta, în condiții teoretice ideale, să poată fi reprodus în amplitudine şi frecvență. În practică, se foloseşte de obicei o frecvență de cinci ori mai mare pentru repetarea interogației pe durata perioadei semnalului de măsurat. La alegerea multiplexoarelor se au în

vedere următoarele condiții: numărul de canale, tip de traductoare (active sau pasive), schemă de măsură (de exemplu, echilibrarea punții pentru fiecare traductor se poate face fie în scheme separate, fie într-o singură instalație centralizată cu regim programat de funcționare), forma semnalului (tensiune continuă sau alternativă cu frecvență purtătoare), domeniul tensiunilor de intrare, impedanța de intrare, amplificarea, logica de comandă (de exemplu, TTL), precizia de transmitere, posibilitatea transferului semnalului de la un circuit de bază la altul și de la un circuit la mai multe în paralel, timpul de stabilizare a regimului, frecvența regimului tranzitoriu care este invers proporțională cu timpul de stabilizare, etc.

8.2. Măsurători la distanță şi telemetrie

8.2.1. Instalații pentru măsurători la distanță

La măsurări la distanță, mărimea de măsurat se transmite sub forma semnalului electric de la un punct la altul pe canale. Telemetria se referă la transmiterea semnalului măsurat de la obiectul mobil la receptorul mobil sau fix, fără cabluri, cu ajutorul undelor electromagnetice.

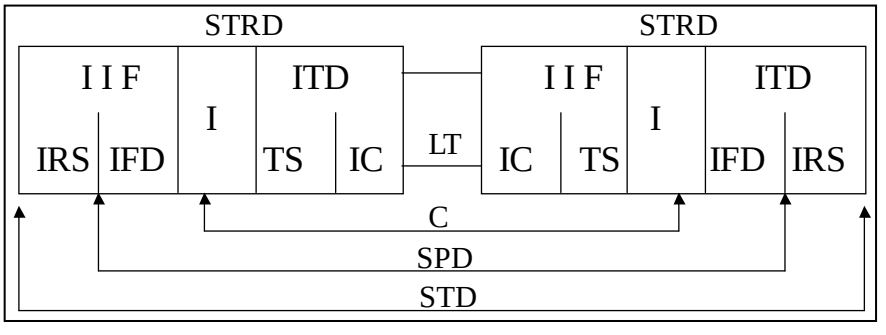


Fig. 8. 3 - Sistem de prelucrare a datelor; STD – sistem de transmitere a datelor; SPD – sistem de prelucrare a datelor; C – conexiuni; STRD - stații de transmitere și de recepție a datelor; IIF – instalație a informației finale; IRS - instalație de resetare a semnalului; IFD - instalație de funcționare la distanță; I - interfață; ITD - instalație pentru transmiterea datelor; TS – transformator de semnal; IC - instalație de cuplare; LT – linie de transmisie

Un sistem de transmitere a datelor (figura 8.3) se compune din două stații STRD legate prin cablu, care conțin elemente notate conform explicațiilor din figură. Principial, instalația de măsurători la distanță conține blocuri de obținere, transformare, transmitere și recepție a semnalului măsurat, precum și decodificarea și elaborarea mărimii măsurate. Modulatorul ITD la intrarea în linie transformă semnalul în forma corespunzătoare, necesară transmiterii; demodulatorul de la capătul liniei,

ITD îndeplineşte transformarea inversă. Asamblarea instalaţiilor pentru măsurători la distanţă şi telemetrie depinde de diferitele metode utilizate pentru măsurare. În acest scop, se folosesc aceleaşi elemente ca şi la instalaţiile de obţinere şi prelucrare a rezultatelor măsurătorilor. Transmisia la distanţă a mărimilor măsurate se poate face fie cu flux dirijat într-un singur sens, fie cu flux reversibil. Măsurătorile la distanţă se folosesc în multe domenii de activitate, de exemplu pentru controlul şi comanda proceselor tehnologice în reţele electrice şi în sistemele de asigurare electroenergetică în puncte centrale de dispecerat, la comanda în transporturi, în medicină, la protecţia mediului înconjurător, la controlul zborurilor cosmice, etc.

8.2.2. Transmiterea semnalelor în curent constant

La metodele de măsură analogice, în orice moment de timp se păstrează raportul evident dintre valorile mărimilor măsurate şi semnal. La transmiterea semnalelor în curent constant (figura 8.4) mărimea măsurată x se transformă în mărimea y în convertorul C şi apoi, după amplificarea în amplificatorul A, curentul i acţionează asupra aparatelor de măsură A_0, A_1, A_2. În limitele domeniului de măsură $x_{min} < x < x_{max}$, curentul este:

$$i = S_x(x - x_{min}) + i_0 = f(t)$$

unde S_x este sensibilitatea şi i_0 curentul pentru x_{min}.

Conductoarele de transmisie pot fi linii de măsură bifilare sau telefonice. Când puterea amplificatorului este de 1 – 2 W, valoarea tensiunii pe linie nu depăşeşte 10 V, datorită rezistenţei electrice a liniei. Rezistenţa maximă de sarcină este:

$$R_S = \frac{U}{I} = \left(\frac{10}{2}\cdot 10^{-2} \div \frac{10}{5}\cdot 10^{-3}\right) = 500 \div 2000\ \Omega.$$

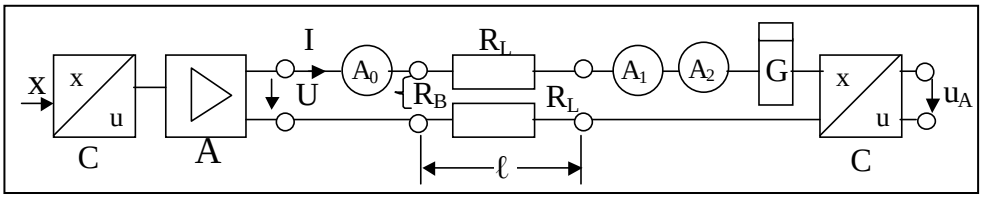


Fig. 8. 4 - Instalaţie analogică pentru transmiterea semnalului în curent constant: x - mărimea măsurată; u – tensiunea măsurată; I – curent continuu; A_0, A_1, A_2 – aparate; G - numărător; R_L - rezistenţa conductoarelor; R_S - rezistenţa aparatului de ieşire; ℓ – lungimea conductoarelor (20 – 80 km)

În cazul transmisiei în tensiune constantă, se foloseşte sursa de tensiune pentru semnale de intrare conform tabelului 7.2. Datorită influenţei rezistenţelor conductoarelor şi modificării acestora când aparatele de ieşire consumă curent, apar erori de măsură. Avantajul metodei constă în faptul că toate receptoarele pot să aibă un terminal pus la pământ.

8.2.3. Procedee analogice de măsurare la distanță cu transformarea informației de tipul frecvență – structură

Procedee cu frecvență variabilă

La această metodă, mărimea măsurată se transformă în semnal electric cu frecvența proporțională cu valoarea mărimii măsurate (procedeul analogic-frecvență). Variația frecvenței se realizează de obicei într-un circuit oscilant, prin modificarea inductanței sau capacității. În figura 8.5 este prezentată schema principială analogic-frecvență de transmitere fără contact a mărimii măsurate, la distanțe mici, când se măsoară momentul de rotație.

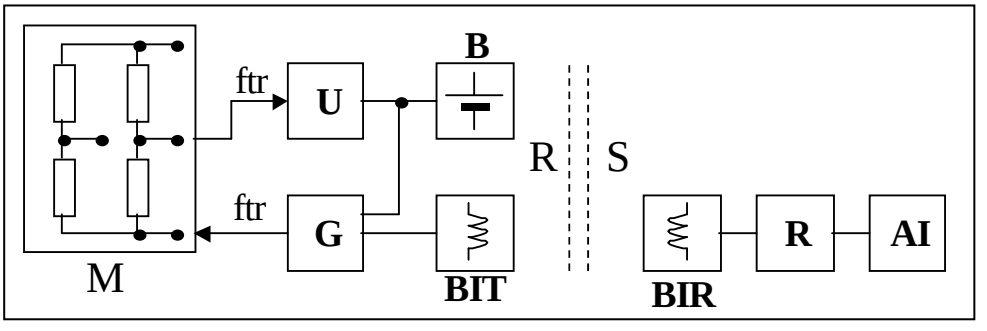


Fig. 8. 5 - Instalație inductivă monocanal pentru transmiterea mărimii măsurate la distanță mică: ftr - frecvență purtătoare; M - punte de măsură; U - convertor de măsură; G - oscilator; B - baterie; BIT - bobină de inducție de transmisie; BIR - bobină de inducție de recepție; R - receptor de măsură cu discriminator; AI - aparat de ieşire; R - partea aflată în rotație; S – partea staționară

Modificarea rezistenței tensotraductorului din puntea de măsură M se traduce la ieşirea aparatului în frecvență proporțională cu momentul de rotație (modulație de frecvență a frecvenței medii). Alimentarea părții R care se rotește se face de la o baterie B, încorporată în aceasta. Partea staționară S recepționează semnalul indus în bobina BIR. Semnalul la receptorul de măsură R cu discriminator se transformă în tensiune de ieşire, în domeniul ± (1 ÷ 10) V sau în curent de ieşire în domeniul ± 20 mA, măsurată de aparatul de ieşire AI.

Acest procedeu se foloseşte pentru transmiterea fără contact la distanță mică (1 ÷ 100 cm), pentru frecvența de măsură f_M = 1600 Hz, a mărimilor fizice cum sunt forța, momentul de rotație, temperatura, cu utilizarea tensotraductoarelor, traductoarelor inductive sau termoelementelor, montate pe repere rotitoare.

Procedee analogice în impuls

Mărimile de măsurat pot fi transformate în succesiune de impulsuri prin mai multe procedee.

Procedeul frecvență – impuls

Numărul de impulsuri în unitatea de timp poate servi ca măsură a mărimii măsurate (figura 8.6.a). De obicei, frecvența de repetiție a impulsurilor este de 2 - 12, 5 - 15 sau 5 - 25 impulsuri pe secundă. Pentru că, în principiu, se pot transmite impulsuri cu orice frecvență, se poate considera că sistemele analogice funcționează continuu.

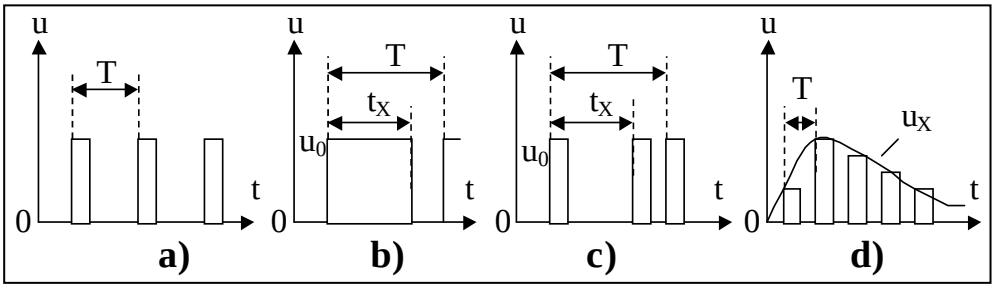


Fig. 8. 6 - Procedee de transmitere la distanță a seriei de impulsuri: a - metoda frecvență-impuls; b - modulația în durată a impulsurilor; c - modulația în fază a impulsurilor; d - modulația în amplitudine a impulsurilor; T - perioada dintre impulsuri, u_0 şi u_X - tensiunea impulsului, respectiv a mărimii măsurate

Modulația în durată a impulsurilor

Mărimea măsurată, u_X se transformă în impulsuri dreptunghiulare cu tensiune maximă constantă u_0 şi cu durate diferite t_X, proporționale cu semnalul de măsurat: $u_X \sim t_X$ (figura 8.6.b). Pentru o perioadă T, în receptor se obține semnalul măsurat $u_X \sim t_X/T$. La generatoarele mecanice de impulsuri, frecvența de repetare a impulsurilor, f = 1/T este de obicei de 1 Hz, iar la cele electronice 10 Hz. Eroarea de transmitere nu depăşeşte 1 %.

Modulația de fază (de poziție) a impulsurilor

La această metodă, mărimea măsurată, u_X, se transformă în intervalul de timp t_X, egal cu intervalul de la primul impuls scurt până la al doilea impuls scurt (figura 8.6.c). Când lungimea liniei de transmisie creşte, această metodă este preferabilă celei anterioare.

Modulația de amplitudine a impulsurilor

Semnalul analogic de măsură, $u_X = f(t)$ poate fi reprezentat sub forma unei succesiuni de impulsuri echidistante (figura 8.6.d), cu amplitudinea egală cu valoarea instantanee a semnalului. Acest semnal modulat se realizează ca şi la multiplexorul în timp, de către comutatorul impulsurilor de interogare. După transmiterea semnalului şi demodularea acestuia, se determină valoarea maximă a impulsului, care apoi, pentru scurt timp, se memorează dacă este necesar. Curba în trepte obținută este similară celei originale.

Modulația impuls cod

Impulsul modulat în amplitudine este transformat în formă numerică codificată în formă binară, după care semnalul se transmite în această formă. La demodulare, semnalul se transformă în convertorul numeric-analogic în semnal proporțional cu mărimea măsurată, care apoi se memorează pentru o scurtă durată. Acest procedeu se foloseşte în principal la multiplexoarele în timp.

8.2.4. Multiplexoare de frecvență

Instalația pentru transmiterea informațiilor măsurate conține deseori câteva canale care pot să funcționeze în acelaşi timp datorită multiplexoarelor de frecvență. În acest fel, se economisesc canale de transmitere (spre exemplu conductori). În sistemele cu modulația frecvenței subpurtătoare (figura 8.7) tensiunea semnalului măsurat provoacă modulația de frecvență în generatorul frecvenței subpurtătoare G.

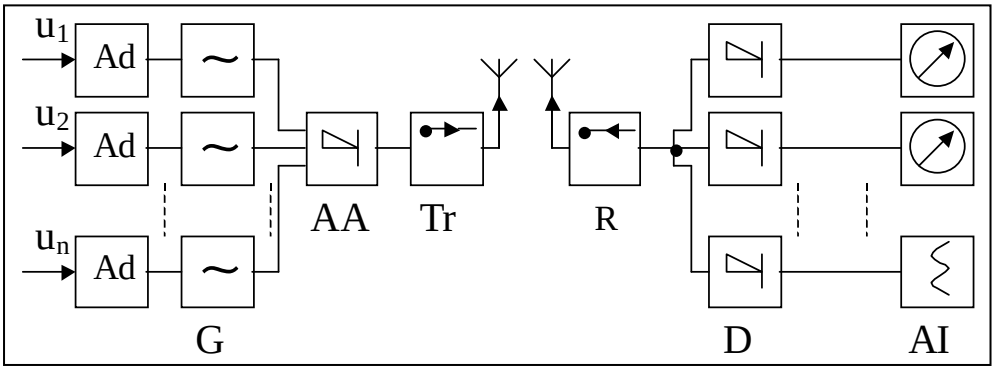


Fig. 8. 7 - Schema principială a multiplexorului de frecvență cu modulația frecvenței subpurtătoare (sistemul telemetric FM - FM): u_1, … u_n - tensiunile semnalelor măsurate; Ad - instalație de adaptare; G - generatoare de frecvență subpurtătoare; AA - amplificator amestecător; Tr - transmițător; R - receptor; D - detectorul frecvenței subpurtătoare; AI - aparat de ieşire

Toate semnalele frecvenței subpurtătoare se însumează în amplificatorul amestecător AA şi semnalul rezultat modulează semnalul frecvenței de transmisie. De obicei, frecvența maximă de transmisie este 446 MHz, la puterea de circa 1 W. Pentru că, atât frecvența principală, cât şi frecvența subpurtătoare sunt modulate, în acest caz procedeul se referă la dubla modulație de frecvență. În partea de recepție semnalul trebuie să fie detectat de două ori. La prima detecție, în receptor se obține suma tuturor frecvențelor subpurtătoare şi, cu ajutorul filtrelor, sunt selectate frecvențele subpurtătoare. Redresarea în continuare, după fiecare filtru, dă tensiunea corespunzătoare mărimii măsurate transmise. Această tensiune cu banda de

maximum $f_M \approx 9$ kHz ajunge la aparatele de ieşire, se înregistrează pe hârtie sau bandă magnetică şi poate fi utilizată pentru prelucrarea în continuare.

Multiplexoarele de frecvenţă pot avea canale subpurtătoare cu f_M = 400, 800 şi 1200 Hz precum şi f_g = 37, 169, 433, 456 şi 466 MHz (aceste frecvenţe se utilizează în medicină, biotelemetrie şi industrie). Zona de recepţie corespunde zonei vizibilităţii optice. Ea este egală cu aproximativ 30 km, când antena are înălţimea de 75 m. Aceste instalaţii, pentru erori admise de maxim 1%, sunt relativ costisitoare.

Modulaţia frecvenţei subpurtătoare

Dacă frecvenţa subpurtătoare nu se modulează în frecvenţă ci în amplitudine, atunci dispar problemele datorate derivei nulului şi oscilatoarele şi demodulatoarele se simplifică. În acest caz însă erorile de amplitudine sunt percepute ca semnal de măsură.

8.2.5. Multiplexoare în timp

La acestea, canalele se cuplează pe rând, pentru transmiterea rezultatelor măsurătorilor.

În figura 8.8, este prezentată schema principială de transmitere cu multiplexare în timp cu n canale pentru transmiterea mărimilor analogice. La emiţător şi la receptor (la staţia de comandă şi la substaţie) se cuplează comutatorul K şi respectiv comutatorul DK, la care se cuplează traductoarele tensiunilor măsurate u_1, ... , u_n şi respectiv aparatele de ieşire.

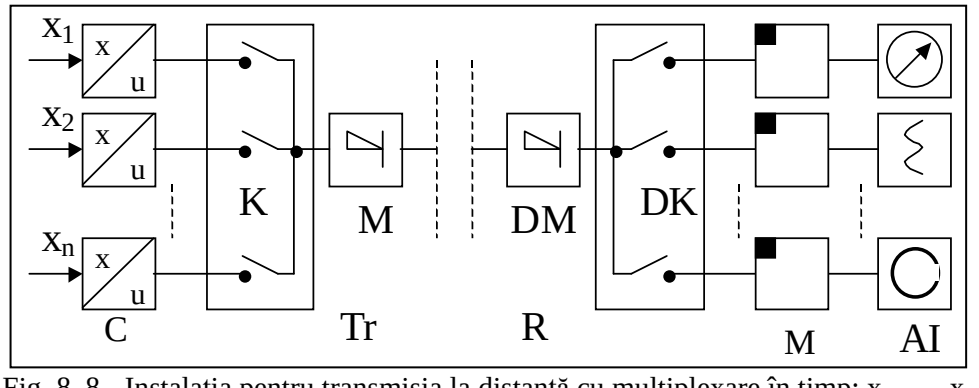


Fig. 8. 8 - Instalaţia pentru transmisia la distanţă cu multiplexare în timp: x_1, …, x_n - mărimi măsurate; u - tensiuni măsurate; Tr - transmiţător; R - receptor; C - convertorul mărimii măsurate; K – comutator la emisie; M - modulator; DK – comutator la recepţie; M - dispozitiv de memorie; AI - aparat de ieşire

Strobarea

În figura 8.9 se arată cazul când tensiunile de măsură, u_1, u_2 şi u_3 pe timpul ciclului de deplasare a comutatorului K se compară cu impulsul de interogare şi apoi se transmit. Impulsul de sincronizare u_3, transmis împreună cu acestea, comandă mişcarea comutatorului DK la partea de recepţie.

Impulsurile de tensiune transmise, ca şi la instalaţia din figura 8.8, se memorează pentru timp scurt în memoria canalelor separate. Cu ajutorul filtrului de frecvenţe joase se reface curba originalului, care se înregistrează de aparatul de ieşire corespunzător.

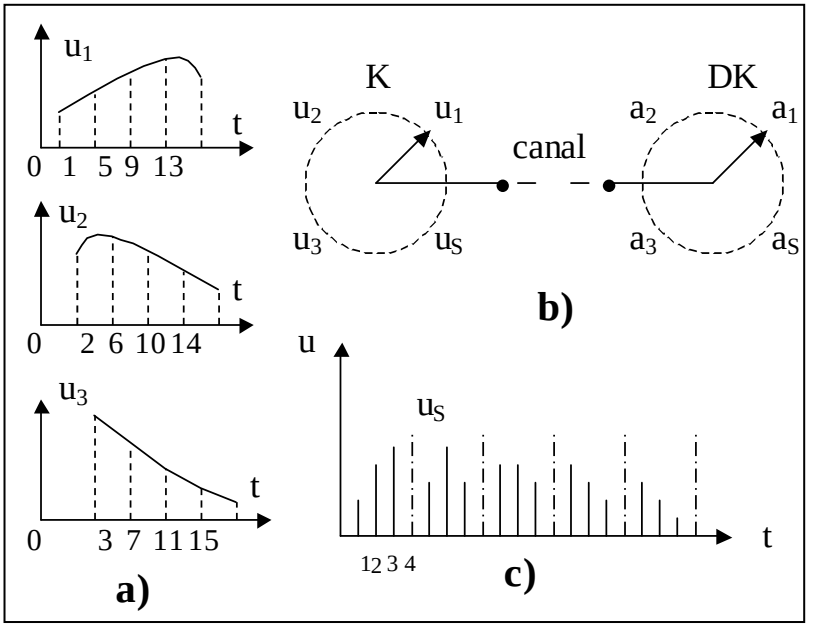


Fig. 8. 9 - Strobare cu ajutorul multiplexorului în timp: a - tensiuni măsurate, variabile în timp; b - instalaţie cu comutator la recepţie K, canal de transmisie şi comutator la recepţie, DK; c - forma semnalelor u transmise, cu impulsul de sincronizare, u_s

Banda de frecvenţă a filtrului de frecvenţe joase trebuie să fie egală cu jumătate din frecvenţa de rotaţie a comutatorului.

În practică, frecvenţa de repetare a impulsurilor f, se alege cel puţin de două ori mai mare decât frecvenţa armonicii superioare, f_{max} a semnalului transmis, în mod frecvent, $f_i \geq 5f_{max}$.

Comutaţia

Semnalele care se modifică rapid necesită fie comutatoare cu viteză mare de rotaţie şi cu număr mic de canale, fie utilizarea unor subcomutatoare ale comutatorului (figura 8.10). În limitele ciclului de strobare, conform figurii 8.10.a, se poate cu ajutorul comutatoarelor rapide să se culeagă mai des semnalul de frecvenţă înaltă. În cazul comutaţiei lente (figura 8.10.b), semnalul de frecvenţă joasă se culege după fiecare al doilea sau al treilea ciclu. Cantitatea de date în cazul comutatorului rapid în fiecare ciclu de strobare a comutatorului principal se măreşte de două ori (sau mai mult).

Semnalele măsurate selectate, ca şi informaţia care apare sporadic cum sunt comunicările, comenzile, etc., după recunoaşterea lor pot fi transmise o singură dată. În funcţie de importanţa acestora, diferitele date se pot transmite în ordine prioritară. Multiplexorul în timp poate fi cuplat într-un canal cu multiplexorul de frecvenţă. Dat fiind că la strobarea impulsului de tensiune măsurat în cazul modulaţiei de amplitudine a impulsului, apar impulsuri până la 600 Baud şi aceste impulsuri nu întotdeauna pot fi transmise prin conductori (spre exemplu de telefonie) atunci se folosesc alte metode de transmitere.

Pentru exemplificarea modului de funcţionare a multiplexorului în timp să determinăm frecvenţa de repetare a impulsurilor de interogare, atunci când numărul canalelor este n = 15, 30, 60 şi 90 şi frecvenţele corespunzătoare de rotire a comutatorului, f_u = 200, 100, 50 şi 33,3 Hz.

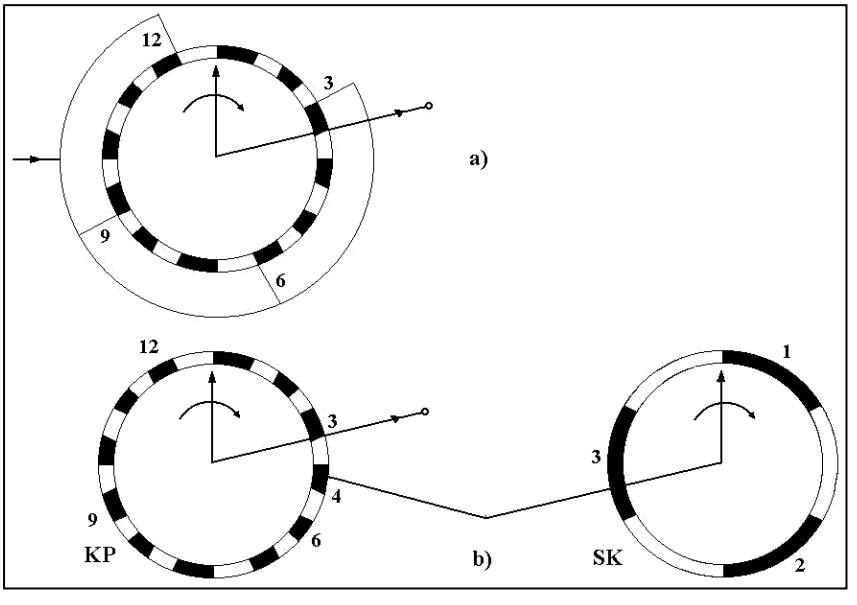


Fig. 8. 10 - Instalaţie pentru comutaţie: a - comutaţia a patru canale echidistante cu comutator rapid; b - comutaţia cu ajutorul unui comutator principal KP şi a unui subcomutator SK

Frecvenţa de repetare a impulsurilor pentru toate canalele are valoarea $f_i = n \cdot f_u$ = 3 kHz, adică pentru toate canalele există 3000 de impulsuri de interogare pe secundă semnalul de măsurat poate fi interogat pe o perioadă mai mare de timp dacă se reduce numărul canalelor comutatorului.

Multiplexoare în timp cu modulaţia de fază a impulsului

În aceste aparate, mărimea măsurată este determinată ca intervalul de timp dintre fronturile impulsurilor i_1 şi i_2. Primul impuls în emiţător şi receptor produce o tensiune liniar crescătoare. Când această tensiune est

egală cu mărimea măsurată, în emițător se generează al doilea impuls i_2, odată cu apariția căruia încetează creşterea tensiunii în receptor. Această tensiune, corespunzătoare mărimii măsurate, se introduce în memorie şi se transmite la ieşire. După terminarea ultimei interogări (de exemplu, cea de-a cincea), cu ajutorul unui impuls de durată mai mare se face sincronizarea instalației de recepție. Deoarece mărimea măsurată este proporțională cu intervalul de timp dintre fronturile impulsurilor, erorile datorate proceselor oscilatorii nu apar în schemă.

Multiplexoare în timp cu modulare numerică impuls cod

La transmiterea mărimilor măsurate la distanțe mari, când numărul de canale este mare, se acordă preferință reprezentării numerice a semnalelor în modulație impuls cod.

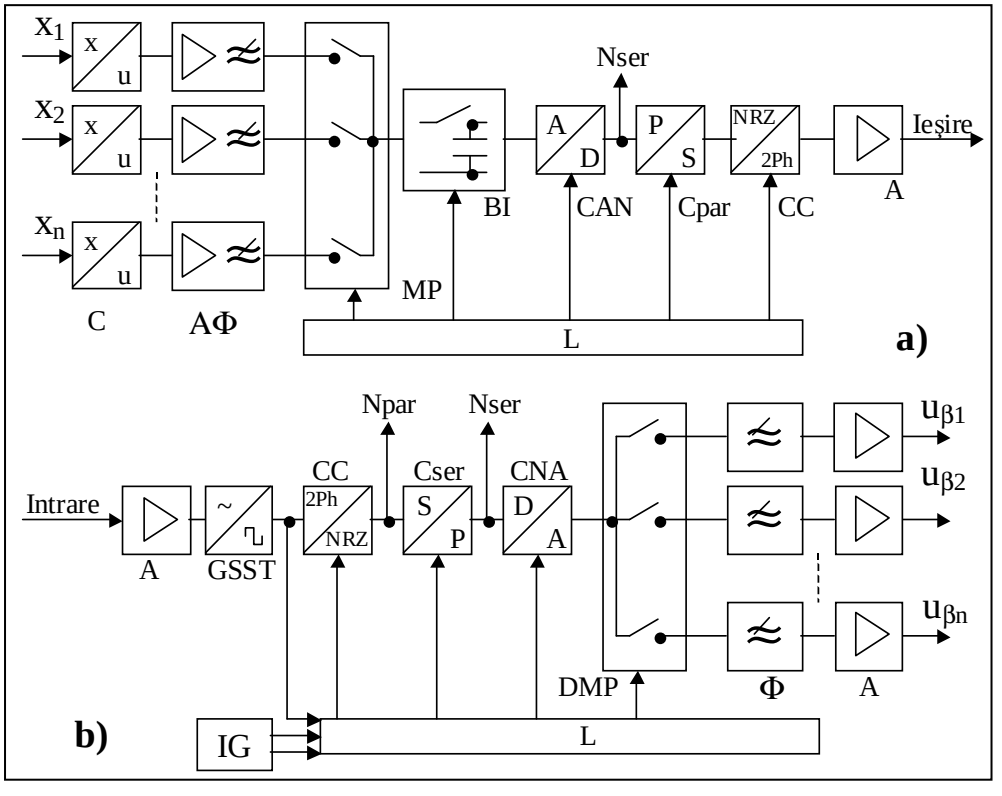


Fig. 8. 11 - Schema de structură a instalației pentru transmiterea datelor cu modulație impuls cod: a - transmițător (modulator); b - receptor (demodulator); x_1, ..., x_n - mărimi măsurate; $u_{\beta 1}$, ..., $u_{\beta n}$ - tensiuni de ieşire; C - convertor mărime măsurată; AΦ - preamplificator cu filtru; MP - multiplexor; DMP – demultiplexor; BI - dispozitiv pentru blocarea interogării; CAN - convertor analogic-numeric; CNA - convertor numeric-analogic; Cpar - convertor paralel-serie; Cser - convertor serie-paralel; CC - convertor de codare; GSST - generator pentru extragerea semnalelor sincrone de tact (regenerator); IG - integrator-generator; L - logica de comandă; Npar şi Nser - instalații pentru elaborarea numerică paralelă şi serie a semnalelor

Tensiunea măsurată, u se compară cu semnalul de interogare, se cuantizează şi apoi se transmite sub forma succesiunii numerice (figura 8.11). În receptor (figura 8.11.b), fluxul de informații după instalația de sincronizare se reface în regeneratorul GSST, în convertorul serie-paralel se transformă în formă bit-paralelă şi, cu ajutorul convertorului numeric-analogic CNA, se transformă în impulsuri de ieşire de strobare. Demultiplexorul DMP repartizează semnalele pe filtrele Φ şi, la ieşiri se obțin tensiunile $u_{\beta n}$, corespunzătoare mărimilor măsurate. Aceste instalații se folosesc fie în sistemele pentru prelucrarea rezultatelor măsurătorilor cu întârziere în timp, fie în sistemele pentru înregistrarea numerică sincronă şi prelucrarea ulterioară.

Cuantizarea

Nivelurile tensiunilor u_1, u_2 …, obținute în procesul de strobare la momentele t_1, t_2 ... (figura 8.12.a), se transformă în cod binar în convertorul analogic-numeric. În acest fel, se formează cuvinte binare, care se transmit în serie (figura 8.12.b, c, d), în sistemul binar. Cuvântul cu n = 3 biți permite o rezoluție a mărimii măsurate cu 2^3 = 8 intervale de cuantizare (trepte de amplitudine). Lungimea fiecărui cuvânt numeric cu n = 3, 8, 12, ... biți este determinantă pentru obținerea rezoluției şi preciziei întregului sistem.

Dacă n = 3 biți, rezoluția corespunzătoare este de 2^3 trepte, sau rezoluția relativă este egală cu 2^{-3} = 0,125. Eroarea de cuantizare la convertorul analog-numeric este de ± 0,5 bit, însemnând o eroare relativă de ± 6,25%. Valoarea rezoluțiilor relative Q pentru diferiți paşi de cuantizare, corespunzător interpretării binare n, care se pot întâlni în tehnica de măsurare este prezentată în tabelul 8.1.

Tabel 8.1. - Cuantizarea mărimilor măsurate pentru diferite numere binare n

PARAMETRI	n						
	7	8	9	10	11	12	14
NUMERE DE CUANTIZARE J	2^7	2^8	2^9	2^{10}	2^{11}	2^{12}	2^{14}
	128	256	512	1024	2048	4096	16384
REZOLUȚIE RELATIVĂ Q (%)	0,8	0,4	0,2	0,1	0,05	0,025	0,0125

Frecvența de interogare se alege de obicei mai mare decât frecvența maximă, f_{max}, a semnalului de măsurat. De obicei $f_p \approx 5 \cdot f_{max}$, caz în care coeficientul distorsiunilor neliniare nu depăşeşte 1%. În intervalul t_1 - t_2 dintre impulsuri se pot transmite cuvintele de cod pentru alte canale de măsură. Ciclul de strobare include durata de transmitere a cuvântului de sincronizare şi a unui cuvânt-număr pentru fiecare canal. Prin controlul de paritate a codului se poate obține orice precizie de transmitere dorită.

Pentru transmiterea semnalelor la multiplexoarele cu modulație numerică impuls cod, se folosesc următoarele coduri binare NRZ; NRZ-C;

NRZ-S, RZ; BiΦ-L; BiΦ-M; BiΦ-S; DM-NRZ-M; DM-NRZ-S. Cele mai utilizate sunt procedeele NRZ-C, când 1 reprezintă un anumit nivel, iar 0 cel invers (figura 8.12.c), precum şi metodele BiΦ-M, cu schimbarea nivelului la fiecare început de cuvânt, astfel că 0 nu poate fi a doua schimbare a nivelului, iar după 1, a doua schimbare a nivelului se produce cu 0,5 bit mai târziu (figura 8.12.d).

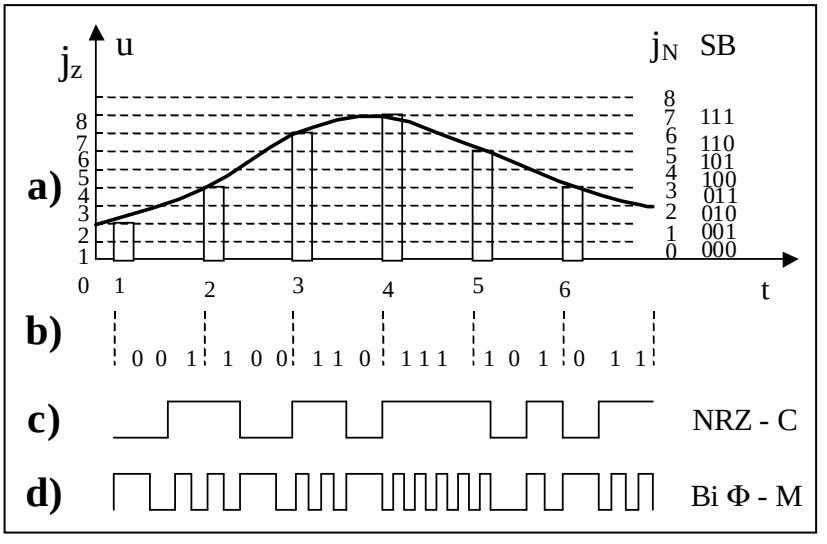


Fig. 8. 12 - Cuantizarea la modulația impuls cod: a - cuantizarea cu t interogări a tensiunii de măsurat u_x în cazul a j_z zecimale sau j_N trepte numerotate ale valorilor instantanee u în sistemul binar; b - cod de cuantizare în formă binară; c - forma tensiunii în cazul codării naturale în sistemul binar NRZ - C; d - forma tensiunii în cazul codării cu schimbarea duratei impulsurilor la începutul fiecărui rang nou BiΦ-M

La metoda E-NRZ, pentru obținerea densității maxime de informație, la fel ca şi la procedeul NRZ (adică în cod binar obişnuit), în fiecare grupă de informație se introduc codurile de parități. În acest fel, se obține o densitate a informației pe bandă magnetică de până la 1 MB/s. Eroarea relativă care se obține în acest caz nu depăşeşte 10^{-7}. Pentru exemplificare, să determinăm numărul maxim al paşilor de cuantizare şi frecvențele maxime ale semnalului de măsurat, f_{max}, care se pot obține la transmiterea cu modulație impuls cod a cuvintelor cu $n_1 = 8$, $n_2 = 10$ şi $n_3 = 12$ bit, când volumul informației de transmis este de $f_b = 3$ MB. Numărul cuantelor $j = 2^n$ şi, în conformitate cu tabelul 8.1, $j_1 = 256$, $j_2 = 1024$, $j_3 = 4096$. Dacă la frecvența f_M se face numai o singură interogare, atunci este necesară cantitatea de informație $f_T = n \cdot f_M$. În practică, pe durata unei perioade se fac cel puțin cinci interogări şi, din această cauză volumul informației este: $f_b = 5 \cdot n \cdot f_M$. De aici, se obține frecvența maximă, $f_{max} = f_b/5$ sau $f_{max1} = 2 \cdot 10^6/5 \cdot 8 = 50$ kHz; $f_{max2} = 40$ kHz şi $f_{max3} = 33{,}3$ kHz.

9. PRELUCRAREA ELECTRONICĂ A REZULTATELOR MĂSURĂTORILOR

Problema principală a prelucrării rezultatelor măsurătorilor se referă la generalizarea informației şi la reducerea volumului acesteia pentru obținerea datelor caracteristice determinante despre proces. În acest fel, apar următoarele probleme parțiale:

- transformarea reprezentării informației;
- transferarea mărimilor fizice şi a condițiilor experimentului la cele normale;
- stabilirea legăturilor dintre semnalele măsurate şi funcțiile matematice;
- determinarea legăturilor matematice dintre rezultatele obținute;
- determinarea valorilor limită a parametrilor procesului;
- alcătuirea diagramelor;
- analiza posibilităților de reducere a vitezei de primire şi a cantității de informații obținute, reducerea parametrilor de influență;
- determinarea caracteristicilor procesului şi a influenței acestora asupra rezultatelor finale.

Datele măsurate pot fi prelucrate în circuitele de măsură fie imediat în procesul de măsurare, fie după memorare intermediară, prin înregistrare mecanică sub forma graficelor sau pe suport magnetic. Semnalele măsurate se reprezintă deseori în formă deterministă pentru procesele variabile periodice sau continue sau în formă stohastică pentru procesele care variază neregulat.

9.1. Aparate de calcul

Acestea se utilizează în circuitele de măsură pentru prelucrarea semnalelor măsurate prin realizarea diferitelor operații de calcul cu acestea.

9.1.1. Aparate de legătură

Aceste aparate servesc pentru legătura a două sau mai multe semnale de măsură.

Adunarea şi scăderea

Pentru obținerea sumei u în aparatul de adunare (figura 9.1) este necesară respectarea condiției:

$$u = -A\cdot(w_1a + w_2b + \ldots + w_nn + \ldots)$$

unde a, b, …, n sunt mărimile de intrare, w_1, w_2 ,... w_n - sunt coeficienți de ponderare şi A amplificarea. În cazul a două tensiuni de intrare, se obțin următoarele tensiuni de ieşire:

$$u_\beta = w_1u_{\alpha1} + w_2u_{\alpha2}$$

pentru adunare, respectiv:

$$u_\beta = w_1 u_{\alpha 1} - w_2 u_{\alpha 2}$$

pentru scădere.

Când la intrare se aplică n tensiuni u_α pe rezistențele de intrare R_α în cazul amplificatorului operațional ideal, sumatorul (figura 9.1.b) dă următoarea tensiune de ieşire:

$$u_\beta = -R_g\left(\frac{u_{\alpha 1}}{R_{\alpha 1}} + \frac{u_{\alpha 2}}{R_{\alpha 2}} + \cdots + \frac{u_{\alpha n}}{R_{\alpha n}}\right)$$

În aparatul de scădere (figura 9.1.c), în cazul amplificatorului diferențial ideal, tensiunea de ieşire este:

$$u_\beta = \frac{R_{\alpha 1} + R_g}{R_{\alpha 1}}\left(\frac{R_g}{R_{\alpha 2} + R_g} u_{\alpha 2} - \frac{R_g}{R_{\alpha 1} + R_g} u_{\alpha 1}\right)$$

Când $R_{\alpha 2} = n \cdot R_{\alpha 1}$ şi $R_\beta = n \cdot R_g$, rezultă

$$u_\beta = (u_{\alpha 2} - u_{\alpha 1})\frac{R_g}{R_{\alpha 1}}$$

Dacă $R_{\alpha 1} = R_g$, se produce scăderea nemijlocită şi tensiunea de ieşire este:

$$u_\beta = u_{\alpha 2} - u_{\alpha 1}$$

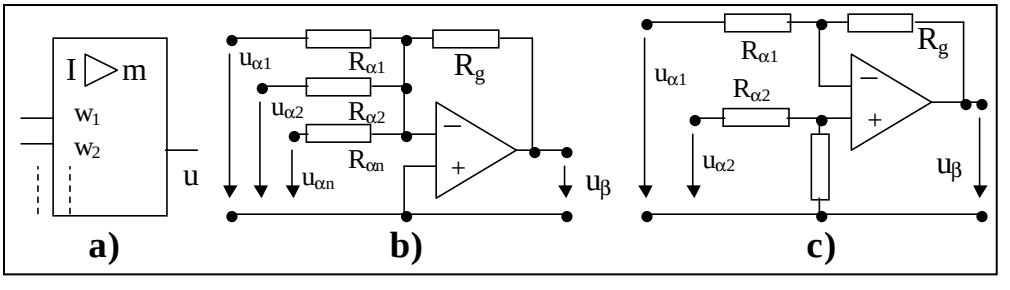


Fig. 9. 1 - Instalații analogice pentru obținerea sumei şi diferenței mărimilor; a – reprezentarea sumatorului; b – amplificator operațional inversor ca sumator analogic; c – amplificator diferențial ca instalație pentru obținerea diferenței mărimilor; (u_α şi u_β sunt mărimile de intrare, respectiv de ieşire)

Dacă diferența dintre tensiunile de intrare este mică, datorită inegalității amplificării pe fiecare intrare, precum şi datorită inegalității rezistenței rezistoarelor cuplate la amplificatorul operațional, poate apărea o eroare mare, care poate fi micşorată utilizând schema de scădere cu două amplificatoare operaționale.

Înmulțirea şi împărțirea electronică analogică

Schemele pentru înmulțire şi împărțire sunt prezentate în figura 9.2.c. Pentru mărimile de intrare a şi b şi coeficientul w, semnalele de ieşire se pot scrie astfel:

pentru schema de înmulțire: $u = \omega ab$;

pentru schema de împărțire: $u = a/b$

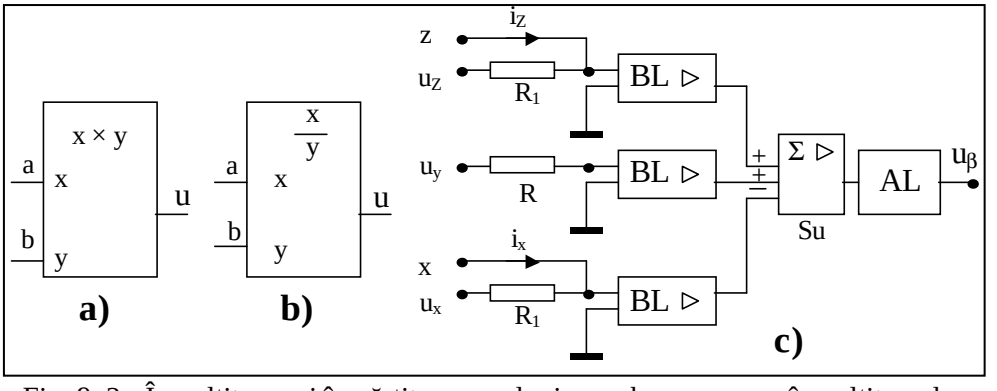


Fig. 9. 2 - Înmulțitoare şi împărțitoare analogice; a, b – marcarea înmulțitoarelor şi împărțitoarelor; c – schema de structură a înmulțitorului – împărțitorului cu rezistențe de intrare de valoarea R = 90 kΩ şi R_1 = 100 kΩ

La schema din figura 9.2.c, tensiunile de intrare (sau curentul), după trecerea prin blocurile de logaritmare BL, se transformă în semnale proporționale: log x, log y, log z, care se aplică la schema de însumare în cazul înmulțirii sau la schema de scădere în cazul împărțirii. Schema AL de antilogaritmare dă la ieşire următoarea funcție de transfer:

$$u_\beta = \frac{10}{9}\frac{u_y u_z}{u_x} - \frac{10}{9}\frac{u_y u_z}{i_x}$$

Cu ajutorul acestei scheme principale este posibilă realizarea ridicării la putere şi a extragerii radicalului.

Înmulțirea cu ajutorul traductoarelor Hall

Atunci când se folosesc traductoare Hall ca instalații pentru înmulțire, se utilizează o placă semiconductoare H, cu grosimea d, prin care se trece curentul de comandă i_S, plasată într-un câmp magnetic cu inducția B (figura 9.3).

Între electrozii dispuşi pe placă perpendicular pe direcția curentului de comandă, apare tensiunea Hall, cu valoarea: $U_H = R_H i_S \frac{B}{d}$, unde R_H este constanta Hall. Când R_H şi d sunt constante, $U_H \sim i_S \cdot B$.

Dacă una din mărimile măsurate, x_1 este proporţională cu tensiunea de comandă u_{M1} şi cu i_S, iar cealaltă mărime x_2 proporţională cu i_{M2}, deci cu inducţia câmpului magnetic B, ($x_1 \sim u_{M1}$ şi $x_2 \sim u_{M2} \sim B$), tensiunea Hall este:

$$U_H \sim i_S \cdot B \sim x_1 \cdot x_2$$

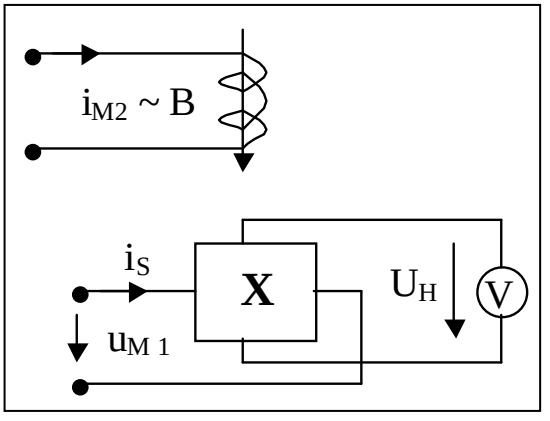


Fig. 9. 3 - Schema traductorului Hall; H - element semiconductor; U_x – tensiunea Hall; u_{M1} – tensiunea măsurată, proporţională cu curentul de comandă i_S; i_{M2} – curentul măsurat proporţional cu inducţia B

Banda de frecvenţă la înmulţirea cu ajutorul traductoarelor Hall este de circa 0 ÷ 200 Hz. La frecvenţe mai mari apar erori, în primul rând datorită curentului i_{M2} care produce câmpul magnetic.

9.1.2. Aparate funcţionale

Aceste aparate transformă semnalul de intrare în semnal de ieşire determinat precis de o anumită formulă matematică.

Aparatul de logaritmare

Pentru obţinerea şi înregistrarea mărimilor măsurate care se modifică în limite mari, de câteva ordine de mărime, se folosesc amplificatoare cu caracteristică logaritmică (fig. 9.4.a).

În circuitul de reacţie al amplificatorului operaţional AO este legat tranzistorul T (emitor – colector). Dacă prin circuitul de colector al tranzistorului trece un curent foarte mic (0,1 ÷ 1 pA), in limita părţii exponenţiale a caracteristicii joncţiunii, atunci tensiunea de ieşire u_β este proporţională cu logaritmul tensiunii de intrare u_α. Caracteristica acestei instalaţii este liniară în limitele a 5 ÷ 9 ordine de mărime ale u_α. $u_\beta \sim \log u_\alpha$.

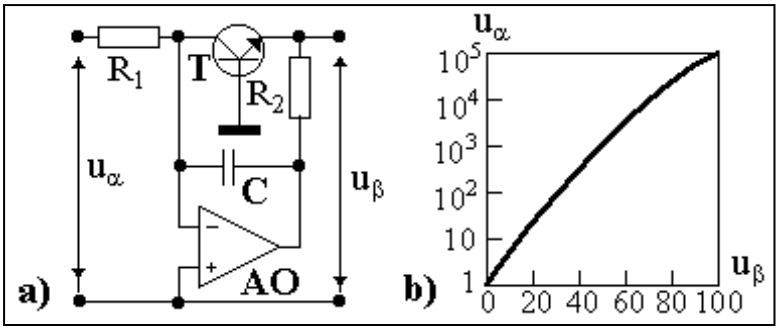


Fig. 9. 4 - Amplificator logaritmic: a – schema principială cu amplificator operațional şi tranzistor; b – dependența tensiunii de ieşire u_β în funcție de tensiunea de intrare u_α

Aparate de diferențiere şi integrare automată

Aceste aparate generează un semnal de ieşire, a cărui durată depinde de semnalul de intrare. La integratorul analogic obişnuit (figura 9.5.a), tensiunea de ieşire este:

$$u = -A\left[C(t=0)+\int_0^t (w_1 a + w_2 b)dt\right]$$

unde a şi b sunt mărimi de intrare, w_1 şi w_2 sunt coeficienți de ponderare, A amplificarea şi C o constantă depinzând de condițiile inițiale.

Schema analogică de integrare prezentată în figura 9.5.b conține un amplificator operațional AO cu impedanță şi amplificare mari ($A \to -\infty$), având condensatorul C în circuitul de reacție negativă, constanta de integrare U_0, comutatorul S, prin cuplarea căruia începe procesul de integrare. Într-o astfel de schemă se obține în acelaşi timp integrala sumei a două tensiuni $u_{\alpha 1}$ şi $u_{\alpha 2}$:

$$u_\beta = -\frac{1}{C}\int_{t_1}^{t_2}\left(\frac{u_{\alpha 1}}{R_{\alpha 1}}+\frac{u_{\alpha 2}}{R_{\alpha 2}}\right)dt + U_0$$

Tensiunea de ieşire a circuitului RC din figura 9.5.c este (dacă reactanța capacitivă este mult mai mică decât rezistența R şi dacă $i \sim \frac{u_\alpha}{R}$):

$$u_\beta = \frac{1}{RC}\int u_\alpha dt\,.$$

La integratorul numeric (figura 9.6.a), după transformarea tensiunii măsurate în frecvență de către convertorul tensiune-frecvență, se realizează

integrarea cu numărătorul N, care elaborează tensiunea de ieşire. La integrarea electronică a mărimilor de intrare, de exemplu, 20 mA sau 10 V, frecvenţele maxime ale impulsurilor sunt proporţionale cu 100 Hz.

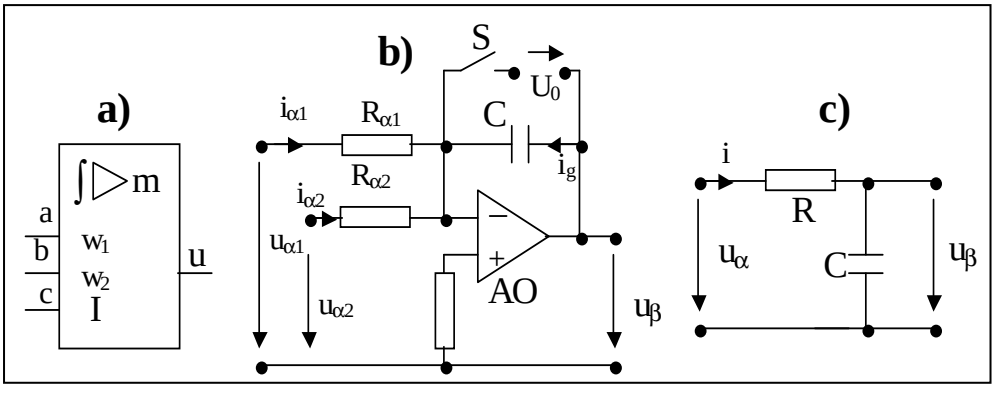


Fig. 9. 5 - Integratoare analogice: a - simbol; b – schema de integrare cu amplificator operaţional pentru două mărimi de intrare $u_{\alpha 1}$ şi $u_{\alpha 2}$; c – circuit RC de integrare

La schema de structură a instalaţiei numerice pentru înmulţirea cu integratorul (figura 9..6.b), ambele tensiuni de intrare, $u_{\alpha 1}$ şi $u_{\alpha 2}$ se compară cu impulsurile de strobare cu o frecvenţă de exemplu de 10 MHz, rezultatele comparării se transformă în formă numerică în convertorul analog-numeric CAN, se codează în sistemul binar, iar apoi se înmulţesc în instalaţia Inm (datorită adunării numerelor codificate binar).

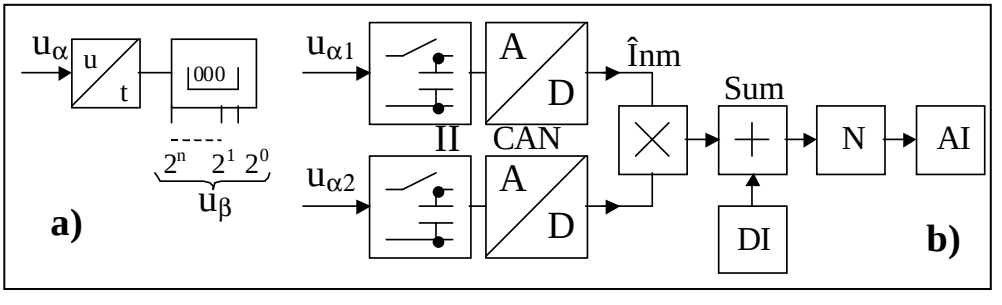


Fig. 9. 6 - Scheme de structură ale integratorului numeric: a – instalaţie de integrare numerică a tensiunii măsurate cu transformarea tensiune-frecvenţă şi numărare cu numărătorul N; b – integrator numeric cu înmulţirea a două valori de ieşire $u_{\alpha 1}$ şi $u_{\alpha 2}$; II – instalaţie de integrare; CAN – convertor analogic-numeric; Inm – înmulţitor; N – numărător; AI – aparat de ieşire; Sum – sumator cu instalaţie de durată a integrării DI

Produsul $u_y = u_{\alpha 1} u_{\alpha 2}$ în instalația de însumare Sum comandată de instalația de durată a integrării DI, se însumează, adică are loc procesul de integrare. Prin numărătorul N, rezultatul în forma zecimală se transferă la AI. Schemele de derivare sunt aceleaşi ca cele din figura 9.5.b,c dar cu pozițiile schimbate între R şi C, dar acestea nu sunt des utilizate la măsurătorile electrice ale mărimilor neelectrice datorită sensibilității înalte la perturbațiile de frecvență înaltă.

9.2. Analiza spectrală a semnalelor de măsură

Pentru determinarea spectrului de frecvență al semnalului măsurat u, reprezentarea temporală a acestuia, u = u(t), se transformă în reprezentare spectrală u = u(f) (figura 9.7.a,b). În acest scop, se face transformarea matematică (cu ajutorul seriilor Fourier, integralelor Fourier şi Laplace) sau se face analiza spectrală cu ajutorul aparatelor. Semnalul variabil stohastic are spectrul de frecvență continuu. La analizorul spectral electronic, semnalul de intrare cu tensiunea u se trece prin diferite filtre în diferite momente de timp sau se aplică în acelaşi timp la mai multe filtre în paralel şi, în acest fel, se obțin componente spectrale separate care se găsesc în benzi înguste de frecvență Δf.

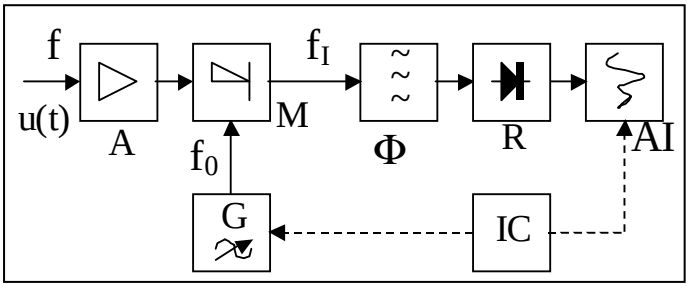


Fig. 9. 7 - Schema de structură a analizatorului spectrului de frecvență u (t) tensiunea măsurată de frecvență f, f_0 – frecvența variabilă a oscilatorului G, $f_I = f - f_0$ – frecvența intermediară, A – amplificator, M – mixer, Φ – filtru, R – redresor, AI – aparat de ieşire, IC – instalație de comandă

În figura 9.7 se prezintă schema de structură a analizatorului spectrului de frecvență. La acesta, prin schimbarea frecvenței f_0 în procesul de analiză pe durata câtorva minute, din semnalul măsurat u(t) se extrag componentele separate de frecvență f din frecvența intermediară $f_I = f - f_0$. Amplitudinea acesteia, selectată cu ajutorul filtrului Φ şi redresorului R, se înregistrează în aparatul de ieşire AI programat în funcție de principiul său de funcționare în valori ale tensiunii maxime sau efective. Oscilatorul G şi aparatul de ieşire (aparat de înregistrare sau oscilograf) se sincronizează de

către instalația de comandă IC in concordanță cu componenta de frecvență f analizată. La analizoare, pe timpul măsurătorii se mențin constante fie banda Δf a filtrului, fie raportul Δf/f.

Analizoare în timp real

Transformarea Fourier foarte rapidă se realizează la analizatoarele care funcționează în timp real, în care se măsoară în acelaşi timp semnalul care trece printr-un număr mare de filtre paralele (30 – 400), de exemplu filtre cu frecvențele centrale f de la 20 Hz la 20 kHz (figura 9.8).

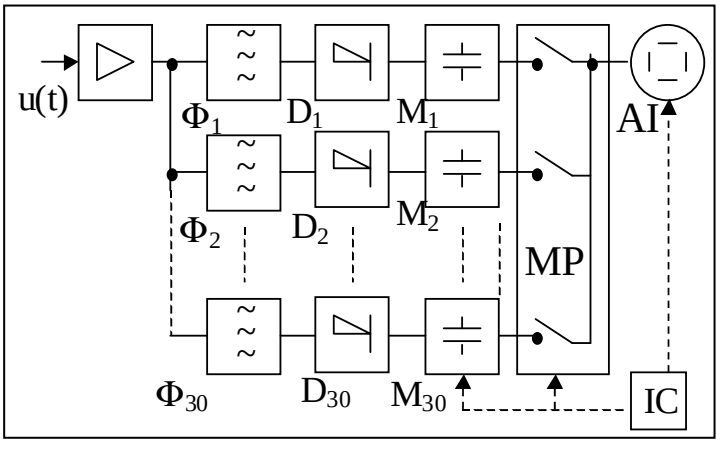


Fig. 9. 8 - Schema de structură a analizatorului în timp real, pentru analiza tensiunii de măsură u(t), A – amplificator de intrare; Φ - filtru; M – instalație de memorare; MP – multiplexor; AI – aparat de ieşire; IC – instalație de comandă

În fiecare canal, care conține un detector D, se determină valoarea efectivă a tensiunii măsurate şi aceasta se memorează în instalația e memorare. În continuare, toate canalele, cu ajutorul multiplexorului MP, se cuplează la aparatul de ieşire AI cu afişare pe ecran.

Banda frecvențelor măsurate la analizoarele de frecvență joasă este de obicei în domeniul de la 0,1 Hz până la 100 kHz. Rezoluția în frecvență (banda de trecere a filtrului selectiv) la diferite analizoare se găseşte de obicei în limitele de la 1 până la 1000 Hz, sau de la 0,1 până la 30 % din frecvența măsurată. Diferența în amplitudini la trecerea spre frecvența filtrului alăturat este de 100 dB.

Analizoarele spectrului de frecvență se folosesc în principal pentru studiul proceselor oscilante şi determinarea frecvențelor rezonante şi ale oscilațiilor parazite în diferite instalații.

Pentru studierea semnalelor oscilante periodice complicate din punct de vedere al formei, cu multe armonici, sunt de preferat analizoarele cu bandă de trecere constantă, iar când oscilațiile sunt instabile, sunt de preferat analizoarele cu raport constant Δf/f. Pentru realizarea studiilor obişnuite, în

general este suficientă utilizarea analizoarelor cu bandă de trecere largă, de exemplu cu filtre cu Δf/f = 23 % sau chiar cu filtre de octavă, cu Δf/f = 70%. Analizorul cu bandă de trecere dată poate fi utilizat pentru măsurarea în altă gamă de frecvență, dacă se modifică frecvența semnalului de măsurat cu ajutorul magnetofonului prin variația vitezelor de înregistrare.

9.3. Analiza de corelație a semnalelor de măsură

Transformările Fourier pot fi utilizate atât pentru analizele de frecvență, cât şi pentru cele de corelație. În acest caz, ambele metode dau aceeaşi informație despre semnal, dar în forme diferite.

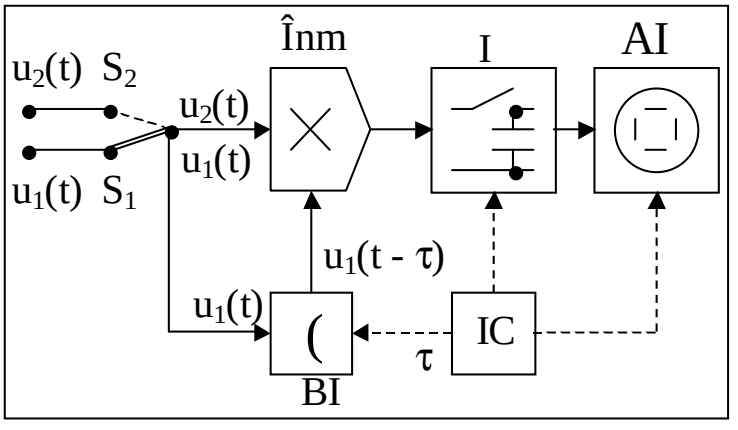


Fig. 9. 9 - Schema de structură a corelatorului electronic pentru analiza de corelație automată şi încrucişată a tensiunilor măsurate u_1 şi u_2 în pozițiile comutatorului S_1 şi S_2; BI – bloc de întârziere; Înm – înmulțitor; I – integrator; IC – instalație de comandă; AI – aparat de ieşire

La analizatorul electronic de corelație (figura 9.9), când comutatorul S este cuplat, semnalul măsurat $u_1(t)$ se înmulțește în instalație cu funcția $u_1(t - \tau)$, care reprezintă semnalul $u_1(t)$ deplasat în timpul τ în blocul de întârziere BI, produsul funcțiilor se aplică la integratorul I şi se mediază pe durată de timp suficient de mare de integrare. În final, se obține funcția de autocorelație:

$$\Phi_{11}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T u_1(t)u_1(t-\tau)dt$$

În corelatorul electronic din figura 9.9, procesele de deplasare în timp, de înmulțire şi mediere, corespunzătoare operațiunilor din formula de mai sus se fac automat.

Funcția $\Phi_{11}(\tau)$ are un maxim când $\tau = 0$, corespunzător valorii pătratice medie şi tinde la zero odată cu creşterea lui τ, cu atât mai repede cu cât este mai greu de reglat procesul analizat.

Fiecărei armonici cu perioada T a funcției măsurate $u_1(t)$ îi corespunde de obicei maximul pozitiv al funcției de corelație când $\tau = T$, pentru că, în acest caz, se manifestă o mai mare asemănare a componentei periodice a funcției măsurate şi a funcției deplasate în timp.

În figura 9.10 se arată principial formarea funcției de autocorelație $\Phi_{11}(t)$, a funcțiilor periodice $u_1(t)$ şi $u_1(t - \tau)$ pentru timpii de deplasare $\tau = 0$, $0{,}25 \cdot T$ şi $0{,}5 \cdot T$.

În figura 9.10.a,c se arată de asemenea produsul $u = u_1(t) \cdot u_1(t - \tau)$ şi valoarea sa medie, U_m.

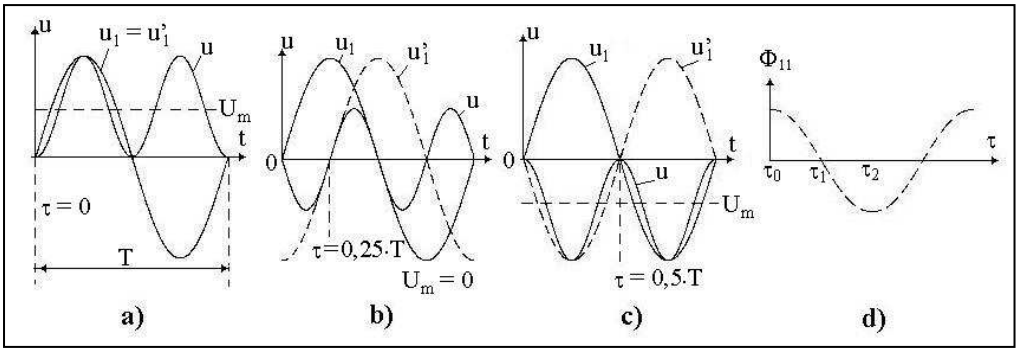


Fig. 9. 10 - Autocorelația tensiunii sinusoidale u_1 cu tensiunea $u'_1 = u_1(t - \tau)$, deplasată cu τ, produsul $u_1 \cdot u'_1$ şi valoarea medie, U_m a produsului pentru diferiți timpi de deplasare în raport cu perioada T: $\tau = 0$ (a); $\tau = 0{,}25 \cdot T$ (b); $\tau = 0{,}5 \cdot T$ (c) şi funcția de autocorelație Φ_{11} (d)

La analiza de corelație încrucişată se obține informația despre două semnale variabile diferite, reciproc legate, $u_1(t)$ şi $u_2(t)$. În analizator se determină funcția de corelație $\Phi_{12}(\tau)$ ca valoare medie a produsului funcțiilor $u_2(t)$ şi $u_1(t - \tau)$.

Funcția de corelație:

$$\Phi_{12}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T u_1(t-\tau)\cdot u_2(t)\cdot dt = \overline{u_1(t-\tau)\cdot u_2(t)}$$

se determină în corelatorul electronic (figura 9.79). Din rezultatele măsurătorilor se determină legătura reciprocă în frecvență dintre semnale măsurate, $u_1(t)$ şi $u_2(t)$.

Funcțiile $\Phi_{11}(\tau)$ şi $\Phi_{12}(\tau)$ se determină în timp real sau după memorarea intermediară, de exemplu pe suport magnetic, după măsurare. Pentru analiza de autocorelație sau corelație încrucişată sunt necesare de

obicei 100 ÷ 1000 de puncte de măsurare. Cu ajutorul analizoarelor de corelație se face studiul autocorelației, a corelației încrucişate, a valorii medii a semnalului şi a repartiției de probabilitate. Funcția de autocorelație $\Phi_{11}(\tau)$ dă informații despre componentele periodice conținute în semnalul stohastic.

Analiza automată de corelație încrucişată permite studiul proprietăților sistemelor de reglare a proceselor. Proprietățile de transmisie ale sistemelor studiate sunt determinate nu numai sub forma caracteristicii de frecvență sau a reacțiilor la salturile regimurilor din sistem, dar şi sub forma informației despre comportarea sistemului la deviațiile mici de amplitudine, despre regimul perturbațiilor (cu spectrul de frecvență de la 0 Hz până la frecvențe foarte înalte, precum şi la funcția treaptă). Analiza de corelație încrucişată a zgomotelor şi reacției sistemului elimină influența asupra rezultatelor măsurătorilor a perturbațiilor şi uşurează obținerea reacției necesare pentru sistem. Metodele de corelație sunt utile la măsurarea vitezelor şi fluxurilor.

BIBLIOGRAFIE

1. Bizicov V.A., ş.a. *Comanda nemijlocită a convertoarelor de frecvenţă*, Energoatomizdat, Moscova, 1985
2. Cebovski D.G., ş.a. *Dispozitive semiconductoare de putere*, Energoatomizdat, Moscova, 1985
3. Damachi E., ş.a. , *Electronică*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1979
4. Dascălu D., Turic L., Hoffman I., *Circuite electronice*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti , 1981
5. Dănilă Th. , ş.a., *Dispozitive şi circuite electronice*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982
6. Gorbacev G.N., ş.a. *Electronica industrială*, Energoatomizdat, Moscova, 1988
7. Iablonovski F.M., ş.a. *Mijloace pentru reprezentarea informaţiei*, Şcoala Superioară, Moscova 1985
8. Ionel S., Munteanu R., *Introducere practică în electronică*, Ed. Facla, Timişoara, 1988
9. Rudenko V.S., ş.a. *Bazele electronicii industriale*, Şcoala Superioară, Kiev, 1985
10. Spînulescu I., Pârvan R., *Principiile fizice ale microelectronicii*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1981
11. Zabrodin Y.S. *Electronica industrială*, Şcoala Superioară, Moscova, 1982